

Beiträge zur Technologie elektrischer Filter

von

Wolfgang Rienecker

Erlangen 1980

1980 № 254



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546212_0026

Beiträge zur Technologie elektrischer Filter

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften

vorgelegt von
Wolfgang Rienecker
Erlangen 1980



Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg.

Tag der Einreichung: 26.02.1980

Tag der Promotion : 24.06.1980

Dekan: Prof. Dr.-Ing. H. Niemann
Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. R. Unbehauen
Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer

I n h a l t

Verwendete Symbole und Abkürzungen	(x)
Hinweise	(xii)
Vorwort	1
1. Einführung	3
1.1 Einige Klassifizierungen für elektrische Filter	3
1.1.1 f-, a-, t- und i-Selektion	3
1.1.2 Übertragungsgrundstrukturen	5
1.1.3 Technologien für Filter zur Frequenzselektion	5
1.2 Vergleichsaspekte	10
1.3 Probleme der aktuellen Filtertechnik	11
1.4 Ausgewählte Anwendungsbeispiele elektrischer Filter	12
1.5 Schrifttum zum Abschnitt 1	22
2. Übersicht der Filtertechnologien	23
2.1 Passive RLCÜ-Filter	23
2.1.1 Einige Strukturen	23
2.1.2 Die Technologie passiver RLCÜ-Filter mit konzentrierten Bauelementen	24
a) Widerstände	24
b) Kondensatoren	26
c) Induktivitäten	27
2.1.3 Die Technologie passiver RLCÜ-Filter mit verteilten Bauelementen	29
a) Dickschichttechnik	29
b) Dünnschichttechnik	31
2.1.4 Schrifttum zur Technik passiver RLCÜ-Filter	32
2.2 Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik	34
2.3 Mechanische Frequenzselektion durch Metallresonatoren	37
2.3.1 Einführung	37
2.3.2 Entwurf von Metallresonator-Filtern	41

2.3.3	Endliche Übertragungsnullstellen in Metall- resonator-Filtern	43
2.3.4	Praktische Filter	45
2.3.5	Schrifttum zur Mechanischen Frequenzselek- tion durch Metallresonator-Filter	50
2.4	Mechanische Frequenzselektion durch keramische Filter	53
2.4.1	Keramische Einzelschwinger	53
	a) Zweipolige keramische Schwinger	53
	b) Dreipolige keramische Filterelemente	56
	c) Filtersätze aus keramischen Resona- toren	57
2.4.2	Monolithische Keramikfilter	58
	a) Prinzip monolithischer Filter	58
	b) Monolithische Keramikfilter mit "Energy Trapping"	59
2.4.3	Schrifttum zur Mechanischen Frequenzselek- tion durch keramische Filter	62
2.5	Quarzanwendungen in der Filtertechnik	64
2.5.1	Der Quarz als mechanisches Einzelement	64
2.5.2	Quarzbrückenfilter	66
2.5.3	Monolithische Quarzfilter	69
2.5.4	Schrifttum zur Quarzanwendung in der Fil- tertechnik	70
2.6	Mechanische Frequenzselektion durch Oberflächen- wellenfilter	72
2.6.1	Grundaufbau von Oberflächenwellenfiltern	72
2.6.2	Substrate	73
2.6.3	Interdigitale Wandler zur Anregung von Oberflächenwellen	74
2.6.4	Entwurf von Oberflächenwellenfiltern	77
2.6.5	Ein praktisches Oberflächenwellenfilter	78
2.6.6	Schrifttum zur Oberflächenwellen- Technologie	81
2.7	Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter	83
2.7.1	Leitungsfiler durch RICHARDS-Substi- tution	83

2.7.2 Koaxialfilter mit semikonzentrierten Elementen	83
2.7.3 Streifenleitungen	85
2.7.4 Mikrostreifenleitungen	86
2.7.5 Hohlleiterfilter	87
2.7.6 Periodische Verzögerungsleitungen	88
2.7.7 Gyromagnetische Resonanz	88
2.7.8 Schrifttum zur Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter-Technologie	89
2.8 Aktive Filter mit konzentrierten Bauelementen	92
2.8.1 Einführung	92
2.8.2 Klassifizierungen aktiver RC-Filter	92
2.8.3 Simulation von passiven RLC-Filtern	98
a) Simulationsnetzwerke	98
b) Gyrator-C-Filter	100
c) Simulation mit Superkapazitäten und Superinduktivitäten	101
2.8.4 Aktive RC-Filter auf der Grundlage von Zustandsvariablen und Analogrechenschaltungen	103
2.8.5 Aktive RC-Filter in Kaskadentechnik	105
2.8.6 Einige Filterstufen mit einem Operationsverstärker	106
2.8.7 Einige Filterstufen mit zwei Operationsverstärkern	108
2.8.8 Schrifttum zu aktiven Filtern mit konzentrierten Bauelementen	111
2.9 Aktive Filter mit verteilten Parametern	117
2.9.1 Verteilte Bauelemente	117
a) $\overline{RC}$ -Leistungsstruktur	117
b) $\overline{CRC}$ -Leistungsstruktur	118
c) Zwei einfache Filterbeispiele	119
2.9.2 Einige Syntheseverfahren für verteilte aktive RC-Filter	119
a) Syntheseverfahren von KVASIL und PSENICKA	119
b) Syntheseverfahren von RENZ	122

2.9.3	Schrifttum zu aktiven Filtern mit verteilten Parametern	123
2.10	Elektrothermische Frequenzselektion durch "Electro Thermal Circuits"	125
2.10.1	Einführung	125
2.10.2	Die Thermische Übertragungsfunktion	127
2.10.3	Ein eindimensionales ETC-Modell mit horizontalem Wärmefluß	128
2.10.4	Ein eindimensionales ETC-Modell mit Wärmeisolator	130
2.10.5	Die allgemeine thermische Übertragungsfunktion	132
	a) Voraussetzungen und Näherungen	133
	b) Zusammenstellung der thermischen Größen und ihrer Zahlenwerte	133
	c) Die Berechnung der thermischen Übertragungsfunktion $\Theta_T(p)$	134
	d) Anmerkungen zur örtlichen Fouriertransformation	139
2.10.6	ETC mit Heizer/Sensor-Quadrupel	142
2.10.7	Zwei-Chip-Differenz-ETC	143
2.10.8	Ein-Chip-Differenz-ETC	144
2.10.9	Heizer- und Sensorschaltungen bei Differenzaussteuerung	145
2.10.10	Die Grenzfrequenz eines ETC-Tiefpasses	147
2.10.11	Ein Vergleich	149
2.10.12	Erweiterungen der realisierbaren Filterklasse	152
2.10.13	Schrifttum zur elektrothermischen Frequenzselektion	154
2.11	"Exotische" Filtertechnologien	156
2.11.1	Die Kleinsignal-Reaktanz einer Diode	157
2.11.2	Reaktanz-Transistor	159
2.11.3	Induktiver Transistor	159
2.11.4	Resonanz-Gate-Transistor	160
2.11.5	Phasensynchron-Filter (PLL)	161
2.11.6	Schrifttum zur Filterung durch "exotische" Technologien	162

2.12	Abtastanalog-Filter in Ladungsverschiebe- technik (CTD)	164
2.12.1	Technologische Aspekte der Ladungs- verschiebeelemente	164
	a) Grundstruktur eines analogen Schieberegisters	165
	b) Eimerkettenschaltungen mit MOS-Transistoren	166
	c) BBD-Kenngrößen	168
	d) Eimerkettenschaltungen mit MOS-Tetroden	169
	e) Ladungsgekoppelte Schaltungen (Charge Coupled Devices)	170
	f) Oberflächen-CCD	173
	g) Buried-Channel-CCD	176
	h) CCD-Eingabestufen nach der Potentialausgleichmethode	177
	i) CCD-Ausgabestufen nach dem Float-Prinzip	178
2.12.2	Monolithisch integrierbare Filter in CTD-Technologie	179
	a) Strukturen für CTD-Filter	181
	b) Vergleich rekursiver und transversaler Filter	183
	c) Baugruppen eines CTD-Filters	184
	d) Wichtungsverfahren für Serial- In/Parallel-Out-Filter	186
	e) Parallel-In/Serial-Out-Filter	192
	f) Rekursive CTD-Filter	194
2.12.3	Anwendungsbeispiele für CTD-Filter	195
	a) CCD-Transversal-Filter zur Spektralanalyse	195
	b) BBD-Transversal-Filter	199
	c) Adaptives CCD-Filter mit Mikro- prozessorsteuerung	200
2.12.4	Schrifttum zur CTD-Technologie	201

2.13	Schalter-Kondensator-Abtastanalogfilter	206
2.13.1	Konzentrierte, zeitvariante Netzwerke mit Leitungseigenschaften	206
2.13.2	Switched-Capacitor-Filter für MOS-technologien	210
2.13.3	Entwurfsverfahren für Switched-Capacitor-Filter	212
	a) Grundäquivalenzen	212
	b) Übersicht zur SC-Synthese	217
	c) SC-Synthese durch Widerstandssimulation in allgemeinen aktiven RC-Filtern	219
	d) Switched-Capacitor-Filter zur Simulation aktiver Kettenleiternetzwerke (Leapfrogstrukturen)	224
	e) SC-Filter mit Spannungsumkehrschaltern	226
	f) SC-Filter durch Umsetzen aus digitalen Filtern	234
	g) Eine weitere Bilineartransformation zum Entwurf von SC-Filtern	234
	h) SC-Synthese durch die Bilineartransformation $f_B(z)$ und Umsetzen von aktiven RC-Filtern	235
	i) SC-Synthese durch die Bilineartransformation $f_B(z)$ und Realisierung des diskreten Signalflußgraphen durch SC-Basiselemente	237
	j) Zwei Beispiele zur DSFG-SC-Filter-Methode	240
	k) Anmerkung	243
2.13.4	Schrifttum zu Schalterkondensatorfiltern	244
2.14	Abtastanalogfilter in N-Pfad-Technik	247
2.14.1	N-Pfad-Filter mit Modulatoren	248
2.14.2	N-Pfad-Filter mit Schaltern	251
2.14.3	Einige N-Pfad-Schalterfilter mit kommutierten Kapazitäten	253

2.14.4	Pseudo-N-Pfad-Filter	254
2.14.5	Anmerkung	256
2.14.6	Schrifttum zur N-Pfad-Technik	256
2.15	Digitale Filter	258
2.15.1	Einige Strukturen für rekursive und transversale Digitalfilter	259
2.15.2	Wellendigitalfilter	267
	a) Referenzfilterübersetzung	267
	b) Beschreibung durch Spannungswellen	267
	c) Synthese von Wellendigitalfiltern durch Signalzwei- und -mehrtore	269
	d) Einige Hardware-Aspekte	276
2.15.3	Störeinflüsse in Digitalfiltern	276
2.15.4	Bemerkungen zu Hybridfiltern	277
2.15.5	Schrifttum zu digitalen Filtern	277
3.	Technologien im Vergleich	281
3.1	Frequenzgrenzen	281
3.2	Die relative Bandbreite	284
3.3	Ein Vergleich der Toleranzempfindlichkeit von LC- und verschiedenen aktiven RC-Filtern	284
3.4	Chipflächenbedarf eines PCM-Tiefpasses in den Technologien CTD, SC, DIGITAL und RC-AKTIV	287
3.5	Ein Vergleich der SC-, CTD- und RC-aktiv-Technologie	288
3.5.1	Rauschen in aktiven RC-Filtern	288
3.5.2	Rauschen und Störgrößen in CTD-Filtern	290
3.5.3	Rauschen und Störgrößen in SC-Filtern	291
3.5.4	Vergleichsübersicht	292
3.6	Einige Vergleiche spezieller SC-Kenngrößen	293
3.6.1	Die Auswirkungen verschiedener Abbildungen am Beispiel eines Tiefpasses	293
	1. Grades	
3.6.2	Zusammenstellung zu einigen SC-Syntheseverfahren	294
3.6.3	Empfindlichkeitsvergleich	294

3.7	Anmerkungen zu digitalen Filtern	295
3.8	Ein Vergleich der Eigenschaften verschiedener Oberflächenwellenfilter	295
3.9	Anmerkungen	296
3.10	Schrifttum zum Technologievergleich	296
4.	Ein neues Netzwerk für Gyrator-C- und FDNR-Filter	300
4.1	Einführung	300
4.2	Strukturentwurf	300
4.3	Netzwerkentwurf für $Z(p) = Z_L(p) = p$ (Induktivität)	303
4.3.1	Schaltungseigenschaft für $Y_3(p) = p, Y_8(p) = p$	303
4.3.2	Schaltungseigenschaft für $Y_2(p) = p, Y_6(p) = p$	304
4.3.3	Die Netzwerkeigenschaften für $Y_1(p) = p, Y_7(p) = p$	304
4.3.4	Induktivitätsnetzwerk mit $Z_6 \neq 0$	305
4.3.5	Induktivitätsnetzwerk mit $Z_6 = 0$	306
4.4	Netzwerkentwurf für $Z(p) = Z_{FDNR}(p) = 1/p^2$ (Superkondensator)	308
4.5	Das L-Netzwerk bei realem Operationsverstärker	310
4.6	Die Optimierung des L-Netzwerks nach der vollrelativen Gesamttempfindlichkeit	311
4.7	Vergleich der Ergebnisse	313
4.8	Pol-Nullstellenlage der Impedanz $Z_L(p)$	319
4.9	Anmerkungen und Ausblick	320
4.10	Schrifttum zu Abschnitt 4	320
5.	Kleine Geschichte der elektrischen Filtertechnik	323
5.1	Die Geschichte des Entwurfs von RLCÜ-Filtern	323
5.2	Historischer Überblick zur RLCÜ-Technologie	328
5.3	Aufbautechniken	329
5.4	Mechanische Frequenzselektion durch Metallresonator-Filter	329
5.5	Mechanische Frequenzselektion durch Quarzmaterialien	330

5.6	Mechanische Frequenzselektion durch keramische Filter	330
5.7	Oberflächenwellenfilter	331
5.8	Bemerkungen zur Geschichte der Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter	331
5.9	Zur Geschichte aktiver Filter mit konzentrierten und verteilten Parametern	332
5.10	Elektrothermische Netzwerke	334
5.11	Anmerkungen zu "exotischen" Technologien	335
5.12	Ladungsverschiebetechnik	335
5.13	Schalter-Kondensator-Filter	337
5.14	N-Pfad-Technik	338
5.15	Die Geschichte digitaler Filter	338
5.16	Schrifttum zur Geschichte der Filtertechnik	340
	Anhang A1	351
	Publikationen	352
	Lebenslauf	353

Verwendete Symbole und Abkürzungen

(eine Auswahl der wichtigsten Größen)

a	- Amplitudenselektion
$a(\omega)$	- Dämpfung
a_B	- Betriebsdämpfung
a_D	- Durchlaßdämpfung
a_S	- Sperrdämpfung
BBD	- Bucket-Brigade Device
CCD	- Charge-Coupled Device
CTD	- Charge-Transfer Device
ETC	- Electro-Thermal Circuit
f	- Frequenzselektion
f	- Frequenz
f_c	- Taktfrequenz
$f_{nm}(x,y)$	- Örtliche Fouriertransformation
$h(t)$	- Impulsantwort
$H(p)$	- Übertragungsfunktion im p-Bereich
$H(j\omega)$	- Übertragungsfunktion auf der imaginären Achse
H	- Heizer
$H(x,y)$	- Heizer-Gewichtsfunktion
N	- Fingerzahl bei interdigitalen Wandlern
N	- Pfadzahl bei N-Pfad-Filtern
N_{nm}	- Leistungsdichte in elektrothermischen Filtern
p	- komplexe Frequenzvariable
PLL	- Phase-Locked Loop
S	- Sensor
SC	- Switched-Capacitor
T	- Temperatur
T_c	- Taktperiodendauer
V	- Verstärkung
V_o	- Leerlaufverstärkung
v	- Schallgeschwindigkeit
WDF	- Wellendigital-Filter

$x(t)$	- zeitabhängiges Eingangssignal
$X(p)$	- Eingangsgröße im Frequenzbereich
$X(j\omega)$	- Reaktanz
$y(t)$	- zeitabhängiges Ausgangssignal
$Y(p)$	- Ausgangsgröße im Frequenzbereich
Y	- Admittanz
YIG	- Yttrium-Eisen-Granat
Z	- Impedanz
$\tilde{Z}(j\omega)$	- Impulsfolgeimpedanz
Z	- Z-Transformation
z	- Variable der Z-Transformation
δ	- Verlustwinkel ($\tan\delta$)
$\Theta(\omega)$	- Phasenfunktion
$O_T(j\omega)$	- Thermische Übertragungsfunktion
σ	- Realteil der komplexen Frequenz p
$\Gamma_{nm}(x, y)$	- Gewichtsfunktion der örtlichen Fouriertransformation
τ_G	- Gruppenlaufzeit
ψ	- Thermische Eingangsimpedanz
Ψ	- Abbildung für SC-Systeme
ϕ	- Temperatúrausbreitungsfaktor
ρ	- Halbleiterdichte
μ_A	- Anfangspermeabilität
ω	- Imaginärteil der komplexen Frequenz p
ω_{SC}	- Frequenz des diskreten Switched-Capacitor-Systems
ω_K	- Frequenz eines kontinuierlichen Systems
Ω	- normierte Frequenzvariable
$\forall$	- Allquantor
$\exists$	- Existenzquantor
$ x $	- Betrag der Größe x
$\underline{X}$	- Tensorgröße

Hinweise

1. Um zu den einzelnen Filtertechnologien eine geordnete Literaturangabe zu ermöglichen, sind die Literaturstellen eines Abschnittes an dessen Ende verzeichnet. Insbesondere in Kapitel 2 mit 15 Unterabschnitten kann hierdurch ein erleichtertes Nachschlagen erfolgen.
2. Im Hinblick auf eine möglichst einfache und übersichtliche Angabe der Literaturquellen beginnt in jedem Abschnitt die Zählung mit Eins. Eine weitere Indizierung erfolgt nicht. Wird in einem Kapitel auf eine Literaturstelle α in einem anderen Abschnitt β verwiesen, findet die Symbolik $[\beta/\alpha]$ Verwendung.

*"Si insipientis iudicio
multitudinis facta est
deorum ista selectio."*

Aurelius Augustinus:
"De civitate Dei",
420 n. Chr. *

* Augustinus, Aurelius: De civitate Dei (413-426) n. Chr.,
7,3,2. S. 278, 18D (auch [3/1]).
Übertragung: "Wenn nach der Meinung eines Unwissenden eine
Auswahl (Selektion!) unter der Menge der Götter (Filter?)
durchgeführt worden ist."

1. Einführung

Elektrische Filtersysteme oder "Siebschaltungen" sind eng mit der Geschichte der Nachrichtentechnik verbunden. Frühe Arbeiten zur Beeinflussung des Frequenzverhaltens von Wechselgrößen reichen bis in die Zeit um 1880 [1] * .

Neben der Nachrichtentechnik benötigen aber auch die anderen Disziplinen der Elektrotechnik in vielfältiger Weise elektrische Filter. Ihr Einsatzgebiet liegt damit zwischen 0 Hz im Bereich der Energietechnik und 1 THz am oberen Ende des Mikrowellenterrains. In diesem Frequenzbereich über 12 Dekaden treten die unterschiedlichsten Technologien auf. Einer stark begrenzten Anzahl von Filtertechniken im mHz-Bereich steht eine beachtliche Technologiemenge der Hoch- oder Höchsthäufigkeitsfilterung gegenüber.

In der aktuellen Technik wird der bis ca. 1960 [2] dominierende Begriff "Siebschaltung" zunehmend von der Bezeichnung "Filter" ** , die im weiteren verwendet wird, verdrängt.

1.1 Einige Klassifizierungen für elektrische Filter

Elektrische Filter können in verschiedener Weise klassifiziert werden. Im folgenden werden drei Möglichkeiten vorgestellt.

1.1.1 f-, a-, t- und i-Selektion

Das erste Kriterium zur Klassifizierung kann die zu selektierende physikalische Größe sein. Bild 1-1 zeigt ein verallgemeinertes Filter mit dem Eingangssignal $x(t) = \xi_1(t) + \xi_2(t)$, dessen Ausgangssignal nur die Größe $y(t) = \xi_1(t)$ umfaßt.



Bild 1-1. Verallgemeinertes Filtersystem

Enthält $\xi_2(t)$ ausschließlich andere Frequenzen in seiner Spek-

* Man beachte den Hinweis zur Literaturzitierung auf Seite xii.

** Der germanisch-mittelaltlateinische Begriff "Filter" wurde im 19. Jahrhundert aus dem Wort "filtrum" eingedeutscht. Die etymologische Bedeutung ist Durchseihgerät aus Filz.

tralfunktion als $\xi_1(t)$, arbeitet das System als Filter zur Frequenzselektion (*f-Selektion*, *f-Filter*). Gilt $\xi_1(t) = \hat{\xi}_1 \cdot g_1(t)$, $\xi_2(t) = \hat{\xi}_2 \cdot g_2(t)$ und wird $y(t)$ für $\hat{\xi}_1 \neq \hat{\xi}_2$ gleich $\xi_1(t)$, kann die Anordnung als *amplitudenselektives Filter* betrachtet werden (Beispiele bilden Schaltungen mit Komparatoren, wie das in der Fernsehtechnik verwendete Amplitudensieb zur Trennung von Synchronzeichen und Bildinformation). Überträgt das betrachtete System zum Zeitpunkt $t = t_\psi(\zeta)$ nur $\xi_1(t_\psi)$, dagegen zum Zeitpunkt $t = t_\theta(\zeta) \neq t_\psi(\zeta)$ nur $\xi_2(t_\theta)$, liegt *Zeitselektion* vor (*t-Selektion*, *t-Filter*). Die periodische Abtastung von in digitaler Form zu übertragenden Sprachkanälen (PCM-Telefontechnik) kann als praktisches Zeitfilter genannt werden. Bildet schließlich $\xi_1(t)$ ein Nachrichtensignal und $\xi_2(t)$ eine Störung (z.B. Rauschen), repräsentiert das Filter mit $y(t) = \xi_1(t)$ eine Anordnung zur *Informationsselektion* (*i-Selektion*, *i-Filter*). Diese Aufgabenstellung führt zur Theorie der optimalen Filterung, beispielsweise zu *matched filters*.

Die beschriebenen Zusammenhänge sind in Bild 1-2 zusammengefaßt.

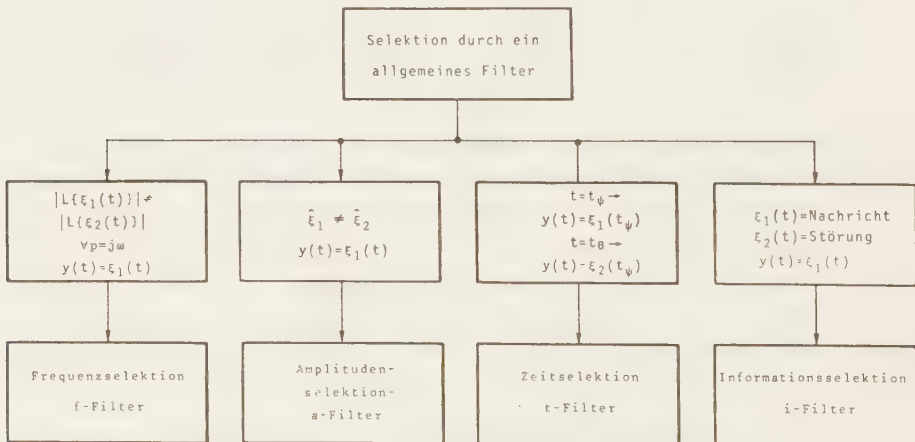


Bild 1-2. Frequenz-, Amplituden-, Zeit- und Informationsselektion

Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf Systeme zur Frequenzselektion. Selbstverständlich werden in dieser Kategorie auch Filter erfaßt, die nicht Forderungen an das frequenzabhängige Übertragungsverhalten (Dämpfung $a(\omega)$, Übertragungsfunktion $H(j\omega)$) unterliegen. Beispiele bilden Systeme mit Filterforderungen an Zeitcharakteristiken (Sprungantwort $a(t)$, Impulsantwort $h(t)$) oder Forderungen an die weiteren Frequenzcharakteristiken (Gruppenlaufzeit $\tau_G(\omega)$, Phase $\theta(\omega)$).

1.1.2 Übertragungsgrundstrukturen

Die Filter der f-, a- und t-Selektion können in die bekannten fünf Grundtypen eingeteilt werden. In Bild 1-3 sind als eigenständige Gruppe die Kammfilter aufgenommen. Auf Grund ihrer periodischen Durchlaß- oder Sperrbereiche können sie den Bandpaß- und Bandsperrsystemen untergeordnet werden. *

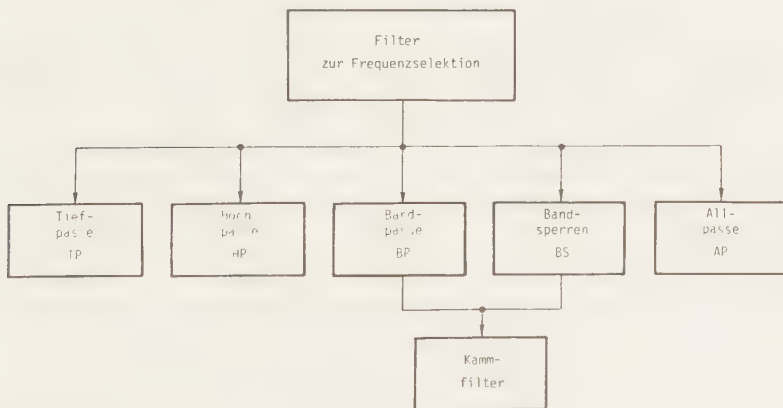


Bild 1-3. Klassifizierung von frequenzselektiven Filtern in All-Tief-, Hoch-, Bandpässe und Bandsperrern.

1.1.3 Technologien für Filter zur Frequenzselektion

Eine besonders interessante Klassifizierung bilden die Technologien zur Realisierung frequenzselektiver Filter. Bild 1-4 repräsentiert den aktuellen Stand der möglichen Techniken. Ziel

* Bild 1-3 kann erweitert werden durch Entzerrersysteme, deren Frequenzcharakteristiken nicht notwendig in die fünf Grundgruppen eingeteilt werden können.

der vorliegenden Arbeit ist es, an Hand dieser Übersicht im Abschnitt 2 die einzelnen Technologien vorzustellen und im Abschnitt 3 nach wesentlichen Kriterien zu vergleichen (vgl. auch Abschn. 1.2). Zunächst sollen die Realisierungstechniken aus Bild 1-4 kurz erläutert werden. Die erste Unterscheidung der Filter zur Frequenzselektion erfolgt gemäß der Art der Signalverarbeitung. Die mit *analog* bezeichneten Filter der linken Bildhälfte verwenden zeit- und wertkontinuierliche Schaltungen. Die *diskreten* Filter der rechten Gruppe können zeitdiskret und wertkontinuierlich oder zeit- und wertdiskret sein. Im ersten Fall werden die zu äquidistanten Zeitpunkten dem Eingangssignal entnommenen Abtastwerte in kontinuierlicher Form, also *analog* verarbeitet. Deshalb wird hier die Bezeichnung *Abtast-Analog-Filter* verwendet. In *hybriden* Anordnungen erfolgt die Signal-speicherung digital, aber die Signalverarbeitung analog. Diese Filter sind in der aktuellen Technik von geringer Bedeutung. Unter dem Begriff *digital* werden die zeit- und wertdiskreten Systeme zusammengefaßt. Demgemäß liegen hier die zeitdiskreten Abtastwerte in quantisierter und im allgemeinen in binär codierter Form vor. Die Filterung eines analogen Signals durch ein digitales Filter erfordert damit eingangsseitig einen Analog-Digital-Umsetzer und ausgangsseitig einen Digital-Analog-Umsetzer. Die analog arbeitenden Filter sind in drei Gruppen unterteilt. Passive Strukturen finden mit konzentrierten und verteilten Bauelementen Verwendung. Von besonderer Bedeutung sind hierbei Schichtschaltungen in *Dick-* oder *Dünnschichttechnik*. Passive Schaltungen mit konzentrierten Elementen führen einerseits zu den *klassischen* Filternetzwerken mit den Bauelementen ohmscher Widerstand R , Induktivität L , Kapazität C und Übertragern $\bar{U}$, andererseits zu Systemen mit mechanischen Resonatoren. Unter dem Oberbegriff "mechanische Resonatoren" werden hier alle Methoden der *mechanischen Frequenzselektion* zusammengefaßt.

Diese Verfahren umfassen die folgenden Technologien:

- Mechanische Einzelelemente: Filter, in denen mechanische Schwinger (beispielsweise Quarze oder Keramikstoffe) durch elektrische Bauelemente verkoppelt sind. Im Gegensatz hierzu stehen die *mechanischen Filter*, deren Selektionsmittel ausschließlich mechanisch verkoppelt sind.

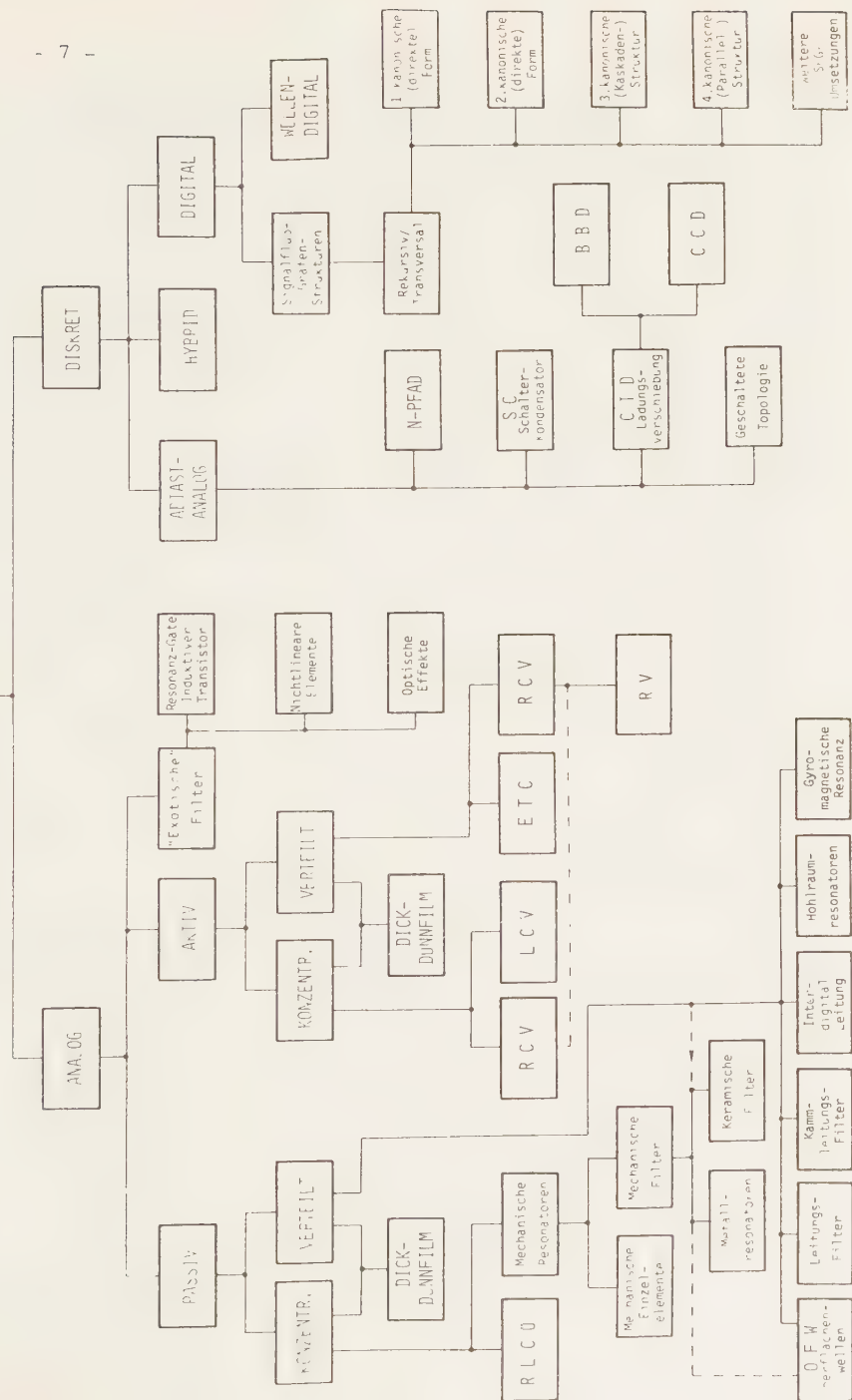


Bild 1-4. Überblick der Filtertechnologien zur Frequenzselektion

- Metallresonator-Filter: Räumliche mechanische Schwinger sind durch Koppellemente mechanisch verbunden. Von besonderer Bedeutung sind durch Koppeldrähte verknüpfte zylinderförmige Metallresonatoren.
- Keramische Filter: Piezoelektrische Einzel- oder Mehrelektrodenschwinger zur Frequenzselektion auf der Basis technischer Keramiken. Sind mehrere Schwinger auf einem Substrat nach dem "Energy-Trapping"-Prinzip realisiert, wird die Bezeichnung *monolithische Keramik- oder Kristallfilter* verwendet. Die Zugehörigkeit der keramischen Filter zur Klasse der Filter mit verteilten Parametern ist im Bild 1-4 durch eine befeilte strichlierte Linie dargestellt.
- Oberflächenwellen-Filter: Akustische Oberflächenwellen auf einem piezoelektrischen Substrat führen zusammen mit einer geeigneten Interdigitalstruktur zu vielfältigen Filtermöglichkeiten bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz. Nachdem die Oberflächenwellen-Filter verteilte Strukturen darstellen, ist ihre Verbindung zur mechanischen Frequenzselektion durch eine strichlierte Linie im Bild 1-4 gekennzeichnet.

Wichtige Selektionstechniken der Hochfrequenz- oder Mikrowellenfilterung sind:

- Leitungsfiler
- Kammleitungsfiler
- Interdigitalleitung
- Hohlraumresonatoren
- Filtereffekte durch gyromagnetische Resonanz

Der Bereich *aktiver Filter* kann wieder in konzentrierte und verteilte Netzwerke klassifiziert werden. Die Verbindung beider Bausteine führt zu den *Schichtschaltungstechniken*, konzentrierte aktive Bauelemente und vielfach auch passive Halbleiter werden dort auf Dick- oder Dünnschichtstrukturen kontaktiert. Im weiteren können die aktiven Filter folgendermaßen unterteilt werden:

- RCV: Filter aufgebaut aus Widerständen R, Kondensatoren C und Operationsverstärkern V.
- LCV: Filter geringer Bedeutung, bei denen die Verluste einer Reaktanz-Filterschaltung durch Operationsverstärkerstrukturen kompensiert werden.
- RV : Zur Selektion werden ausschließlich die Pole der Ope-

rationsverstärker benutzt. Außer diesen Verstärkern werden nur ohmsche Widerstände verwendet.

- ETC: Elektrothermische Netzwerke, in denen die großen thermischen Zeitkonstanten von Halbleitern zur Filterung von Tieffrequenzsignalen ausgenutzt werden (Electro-Thermal-Circuits).

Den letzten Baustein der analogen Filter repräsentieren die im Begriff *exotische Filter* zusammengefaßten Technologien.

- Resonanz-Gate-Feldeffekt-Transistor: Mechanische Schwingungen im Resonanz-Gate eines Feldeffekttransistors werden in elektrische Schwingungen des Drainstroms umgewandelt.
- Induktiver Transistor: Die Reaktanz-Eigenschaften aktiver Elemente, namentlich die Transistorinduktivität, kann im Frequenzbereich einiger Megahertz für Resonatoren mit Güten zwischen 50 und 100 verwendet werden.
- Filterung durch nichtlineare Elemente: Verwendung findet beispielsweise das *Phase-Locked-Loop*-Prinzip (Phasensynchronfilter, Nachlauffilter).
- Optische Effekte: Ein elektrisches Signal wird zunächst in elektromagnetische Strahlung im optischen Bereich umgesetzt. Optische Filterung ermöglicht eine gezielte spektrale Beeinflussung der elektrischen Größe.

Die in der aktuellen Technik sehr wichtigen Abtastanalogfilter können vierfach unterteilt werden:

- N-Pfad-Technik: N kommutierte Tiefpässe ermöglichen auf Grund einer Tiefpaß-Bandpaß-Transformation den Aufbau induktivitätsfreier Bandpässe und Bandsperren.
- SC : Schalter-Kondensator- (Switched-Capacitor)-Filter bilden zeitvariante Netzwerke, in denen ohmsche Widerstände und Induktivitäten durch Schalter, Kondensatoren und Operationsverstärker simuliert werden. Durch die Innovation der linearen MOS-Technik bieten sie eine interessante Lösung für monolithisch integrierbare Filter.
- CTD: Ladungsverschiebe-Elemente (Charge-Transfer-Developes) ermöglichen durch die Anwendung von Eimerkettenschaltungen (Bucket-Brigade-Developes) oder ladungsgekoppelten Strukturen (Charge-Coupled-Devices) monolithisch inte-

grierbare Filter. Übliche Realisierungen führen zu transversalen Systemen in CCD-Technik, die in Standard-MOS-Technik gefertigt werden können.

- Geschaltete Topologie: In dieser Gruppe sind alle für Filterzwecke verwendeten zeitvarianten Netzwerke zusammengefaßt, in denen die Schaltungstopologie gemäß einem bestimmten Algorithmus umgeschaltet wird.

Für die Filteraufgaben der zukünftigen Signalverarbeitung gewinnen digitale Filter zunehmendes Terrain. Für ihre Realisierung können verschiedene Darstellungen des diskreten Signal-Fluß-Grafen (SFG) angegeben werden. Die Umsetzung aus LC-Filtern führt zur Theorie der *Wellen-Digital-Filter*.

Der beachtliche Umfang der unterschiedlichen Technologien zur Filterung elektrischer Signale erfordert eine Themenbegrenzung. In dieser Arbeit findet sich diese Grenze am Übergang zu Filtersystemen, deren Verhalten auch näherungsweise nicht mehr durch konzentrierte Bauelemente beschrieben werden kann. In den Abschnitten 2 und 3 erfolgt deshalb im Hinblick auf Vollständigkeit nur ein Skizzieren der Höchstfrequenz- oder Mikrowellenfilter. Gleichermaßen werden auch technologische Aspekte mehrdimensionaler und optimaler Filterung nicht betrachtet.

1.2 Vergleichsaspekte

Die Filterschaltungen der verschiedenen Technologien unterliegen jeweils einer Reihe spezifischer Restriktionen. Die wichtigsten Aspekte, die im Abschnitt 3 als Vergleichskriterien dienen, sind in Bild 1-5 zusammengefaßt.

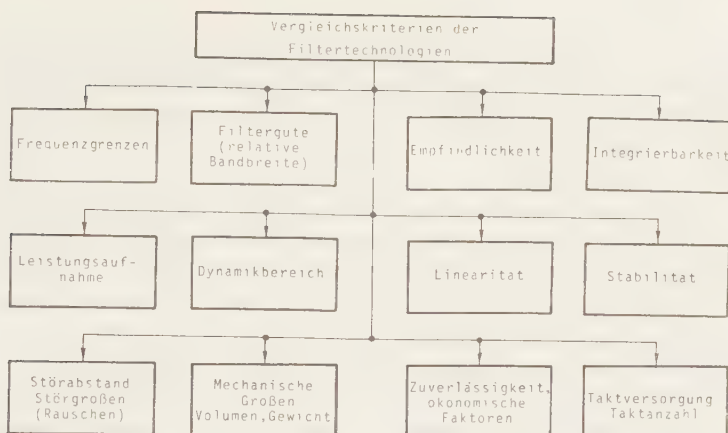


Bild 1-5. Vergleichskriterien der unterschiedlichen Filtertechniken

1.3 Probleme der aktuellen Filtertechnik

Prinzipiell sind für alle Frequenzgebiete zwischen dem mHz- und dem THz-Bereich Entwurfsverfahren und Realisierungstechnologien für die spezifischen Filterprobleme bekannt. Die zunehmende Großintegration im beginnenden VLSI-Zeitalter (Very-Large-Scale-Integration) erfordert aber monolithische Filter, kurz, das "*Filter on a Chip*". Durch die beachtliche Innovation der MOS-Technik in der zurückliegenden Zeit sind "MOS-kompatible" Filter von besonderer Bedeutung. In Bild 1-6 sind die praktisch verwendeten Techniken für monolithisch integrierbare Filter dargestellt. ETC-Filter können vollständig auf einem Chip realisiert werden, allerdings kann ihre Fertigung nicht in Standard-Integrationsprozessen erfolgen. Eine starke Beschränkung ergibt sich durch die rein reellen Pole der vorgeschlagenen thermischen Übertragungsfunktionen von ETC-Filtern. Ihr Einsatz bleibt Anwendungen bei tiefen Frequenzen und geringen Filterforderungen vorbehalten. Die große Klasse der RC-aktiven-Filter ist, bedingt durch das ungelöste Empfindlichkeitsproblem, einer monolithischen Integration nur in Sonderfällen zugänglich. Gute Ergebnisse werden mit RC-aktiven Filtern in Dick- und Dünn-

filmtechnik erzielt. Für monolithische Filter mit hohen Selektionsforderungen verbleiben die drei folgenden Varianten:

- Charge-Transfer-Devices
- Switched-Capacitor
- Digitale Filter

Alle drei Technologien können vorteilhaft in MOS-Technik realisiert werden. Diese Integrierbarkeit motiviert die aktuelle intensive Forschung in den drei genannten Bereichen. Die zeitdiskreten Strukturen der CTD- und SC-Filter führen zu spezifischen Problemen, beispielsweise Störungen durch Takteinkopplung. Die Filterung analoger Signale durch digitale Filter wird gegenwärtig noch durch den hohen Schaltungsaufwand begrenzt. Für hohe Datenraten gestaltet sich die monolithische Integration der Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler zunehmend problematischer.

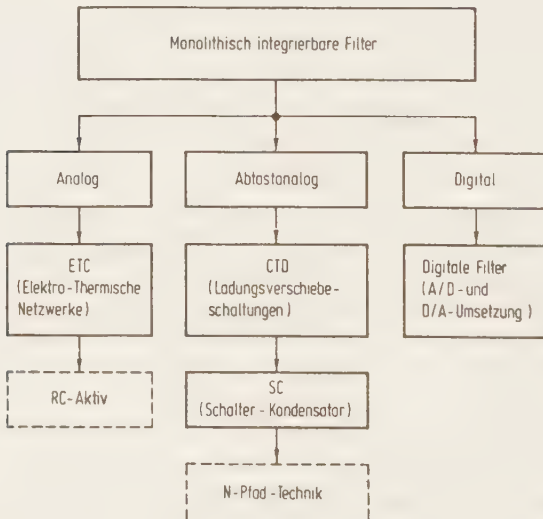


Bild 1-6. Technologien für monolithisch integrierbare Filter

1.4 Ausgewählte Anwendungsbeispiele elektrischer Filter

Bevor in diesem Abschnitt fünf Filteranwendungsbeispiele ausführlicher vorgestellt werden, möchte die folgende listenför-

mige Zusammenstellung charakteristischer Filteraufgaben das weite Terrain der elektrischen Filtertechnik aufzeigen.

Frequenzselektive Netzwerke finden Verwendung als:

- Bandpässe zur Vorselektion in Empfängern der kommerziellen und öffentlichen Funktechnik.
- Bandpaßfilter zur Zwischenfrequenzselektion in Überlagerungsempfängern, beispielsweise der Rundfunk- und Fernsehtechnik (Nyquistbandfilter zur Korrektur der Restseitenbandmodulation)
- Oktav-, Halboktav- und Terzbandpässe zur Frequenzanalyse (Messung der spektralen Leistungsverteilung von Schwingungen und Geräuschen in der Elektroakustik).
- Funkentstörfilter für störende und gestörte Systeme (EMI-Filter, Electro-Magnetic-Interference).
- Filter für Trägerfrequenzsysteme nach dem Frequenzmultiplexverfahren (Kanal-, Signal- und Pilotfilter), vgl. Beispiel 1.
- Filter in Zeitmultiplexsystemen (PCM-Übertragung): Bandbegrenzungs-Tiefpässe (Antialiasing), Demodulations-Tiefpässe, Tief-, Hoch- und Bandpaßfilter für die PCM-Tastwahlvermittlung, vgl. Beispiel 2.
- Filter für Systeme der elektronischen Bildschirmkommunikation (Bildschirmtext, Videotext).
- Videoübertragung in der Fernsehtechnik über Filter mit annähernd konstanter Gruppenlaufzeit (Gauß-Tiefpaß-Videoverstärker).
- Kammfilter zur Übertragung von Kennsignalen in der Tonfrequenz-Rundsteuertechnik (Tarifumschaltung, Steuerung der Straßenbeleuchtung, Übermitteln von Synchroninformation in Energieversorgungsnetzen).
- Kammfilter zur Trennung der Luminanz-(Schwarzweiß)- und Chrominanz-(Farb)-Information in Farbfernsehempfängern, vgl. Beispiel 3.
- Tiefstfrequenz-Filterung im mHz-Bereich in der Seismologie, Elektromedizin (EKG- und EEG-Signale) oder bei der interplanetaren Bildübertragung.
- Zweidimensionale Filterung von Bildsignalen in der Ebene der horizontalen und vertikalen Ortsfrequenz (Verbessern der Farbbildqualität eines Fernsehbildes durch das Prinzip der "Vertical-Mixed-Highs" [3] unter Verwendung von CCD-

Filtern).

- Filter zur Implementierung der Diskreten-Fourier-Transformation (DFT).
- Realisierung des Chirp-Z-Transformations-Algorithmus durch CCD-Filter.
- Filter für Anwendungen in der Funkortung (z.B. Pulskompan-dierungssysteme).
- 19 kHz-Pilottonfilter für das Multiplexsignal der Rundfunk-stereophonie.
- Filter für die Kennungssignale in Verkehrsfunksystemen.
- Netzwerke zur Klangsynthese in der elektronischen Musik (elektronische Orgeln, E-Piano, Synthesizer, "Frequency-Follower"-Systeme), vgl. Beispiel 4.
- Rausch- und Rumpelfilter in der Niederfrequenz-Übertragungs-technik.
- Filternetzwerke mit Anpassungs-Aufgaben (beispielsweise COLLINS- π -Filter zur Anpassung von Antennen an Sendestufen).
- Bewertungsfilter in der Akustik, z.B. psophometrische (ge-hörrichtige) Filter.
- Kanalweichen zum rückwirkungsfreien Zusammenschalten mehre-rer Sender oder Empfänger an eine Antenne.
- SSB-Filter (Single-Side-Band) in Einseitenband-Funk-Syste-men zum Unterdrücken eines Seitenbandes.
- Filter mit definierten Zeitcharakteristiken für Anwendungen in der Elektroakustik, z.B. rückkopplungsfreie Lautsprecher-telefone, vgl. Beispiel 5.

Fünf erweiterte Beispiele zum Filtereinsatz in nachrichten-technischen oder elektronischen Systemen:

Beispiel 1:

Der Einsatz mechanischer Metallresonatorfilter in der Träger-frequenztechnik

Im Bereich der Frequenzmultiplex-Systeme treten vielfältige Filterprobleme auf. Einfache Trägerfrequenzeinrichtungen, in denen jeder Basisbandkanal unmittelbar in die Übertragungslage transferiert wird, führen nicht zu einer rationellen Filterfer-tigung. Jeder Übertragungskanal würde unterschiedliche Filter-frequenzen erfordern. Das Verfahren der Vormodulation (Bild 1-7) benötigt zum Bilden einer Grundgruppe von 12 Kanälen nur zwei

unterschiedliche Filtertypen. Die 4 kHz-Teilnehmer-Kanäle T_i werden zunächst mit einem 48 kHz Träger vormoduliert. Die unteren Seitenbänder und höhere Modulationsprodukte können nun durch identische Kanalfilter KF_i abgetrennt werden. Zwölf Träger im 4 kHz-Raster ermöglichen anschließend das Bilden einer Grundgruppe in Kehrlage. Der zweite erforderliche Filtertyp ist das Gruppenfilter GF. Die Zusammenhänge zeigt Bild 1-8. Die strengen Selektionsforderungen der Trägerfrequenztechnik führten zur Entwicklung von mechanischen Filtern mit Metallresonatoren (vgl. Abschn. 2.3).

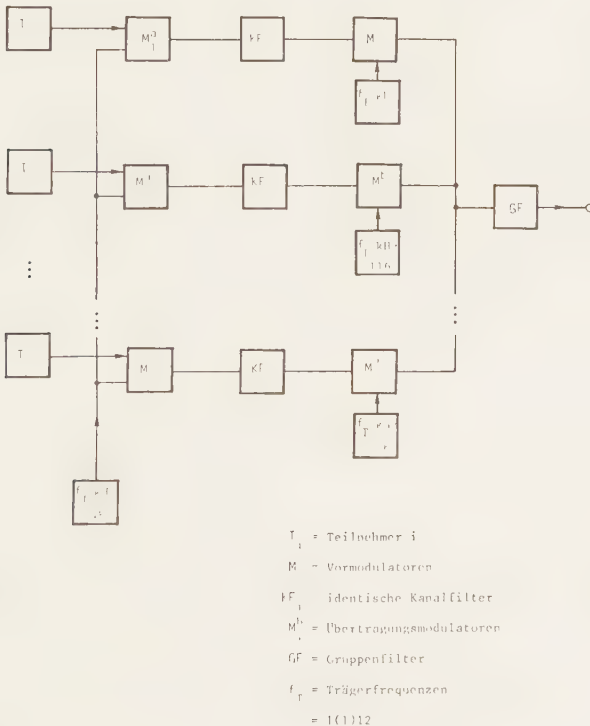


Bild 1-7. Trägerfrequenzsystem mit Vorgruppenmodulation

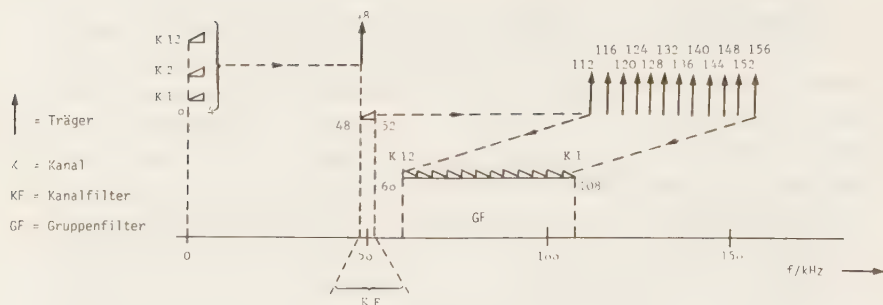


Bild 1-8. Modulationsschema

Beispiel 2:

Monolithisch integrierte Filter in PCM-Systemen

Die zunehmende Bedeutung digitaler Nachrichtenübertragung führte auch zu einer Verlagerung der Filterprobleme in Fernmelde-netzen. Die Innovation der Zeitvielfach-Verfahren reduziert die Anwendung analoger Frequenzmultiplex-Techniken. Unter dem Einfluß der Großintegration digitaler Systeme sind verschiedene Filter für Pulsmodulations-Geräte erforderlich. Bild 1-9 enthält in stark vereinfachter Form den Grundaufbau eines PCMX-30-Systems.

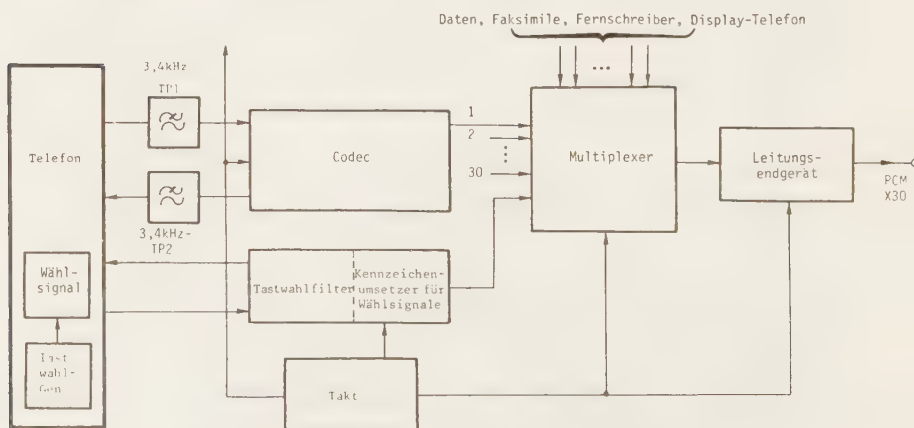


Bild 1-9. Grundaufbau eines PCMX-30-Systems

Jeder der 30 Übertragungskanäle benötigt für die Senderichtung vor der Abtastung einen Tiefpaß zur Bandbegrenzung auf 3,4 kHz. Dieser gemäß dem Abtasttheorem erforderliche Tiefpaß verhindert die spektrale Überlappung im periodischen Spektrum des abgetasteten Signals. Häufig wird er als "Antialiasing" - oder kurz als "PCM"-Tiefpaß bezeichnet. Die Schaltungen zur Abtastung, Kompondierung (Kompression, Expandierung) und Codierung, bzw. Decodierung werden gelegentlich im Begriff "Codec" (Codierer, Decodierer) zusammengefaßt. Ein zweiter gleichartiger 3,4 kHz-Tiefpaß wird für die Demodulation des Empfangssignals benötigt. Zur Auswertung der Wählinformation sind Tastwahlfilter zu berücksichtigen. Hier werden beispielsweise zwei Tiefpässe, acht Bandpässe und zwei Hochpässe mit spezifischen Filterfrequenzen zwischen 600 Hz und 3,4 kHz eingesetzt. Von großem Interesse sind für derartige PCM-Einrichtungen vollintegrierte Lösungen. Für die Realisierung der Filter können die Technologien CCD, SC und Digital verwendet werden. CCD-Filter und Codec auf einem Chip wurden vorgestellt [4]. Als Anti-aliasing-Anordnung wurden auch akustische Filter vorgeschlagen. Hier ist der Schallweg im Telefonhörer derart gestaltet, daß schon im Akustikbereich eine Bandbegrenzung auf 3,4 kHz erfolgt [5].

Beispiel 3:

PAL-Kammfilter

Die diskrete Struktur des Spektrums eines Farbfernsehsignals erfordert zum exakten Trennen der Luminanz- und Chrominanz-Information ein Kammfilter. Das PAL-Farbfernsehverfahren verwendet einen Farbhilfsträger, dessen Frequenz ein ungeradzahliges Vielfaches von einem Viertel der Zeilenfrequenz darstellt. Hieraus resultieren die Forderungen an ein PAL-Kammfilter, das in der Studioteknik von besonderer Bedeutung für die PAL-SECAM-Transcodierung ist [6,7]. Die Anordnung im Bild 1-10 trennt die Eingangsgröße $x(t)$ in die Luminanz $Y(t)$ und in die noch trägerfrequente Chrominanz $V_F(t)$ und $U_F(t)$. Die Subtraktion nach dem ersten Laufzeitglied $\tau_{h,1}$ führt zu einem um $\pi/2$ gedrehten Farbsignal. Das zweite Verzögerungsglied $\tau_{h,2}$ realisiert gleichzeitig die Aufspaltung in die trägerfrequenten Farbdifferenzsignale

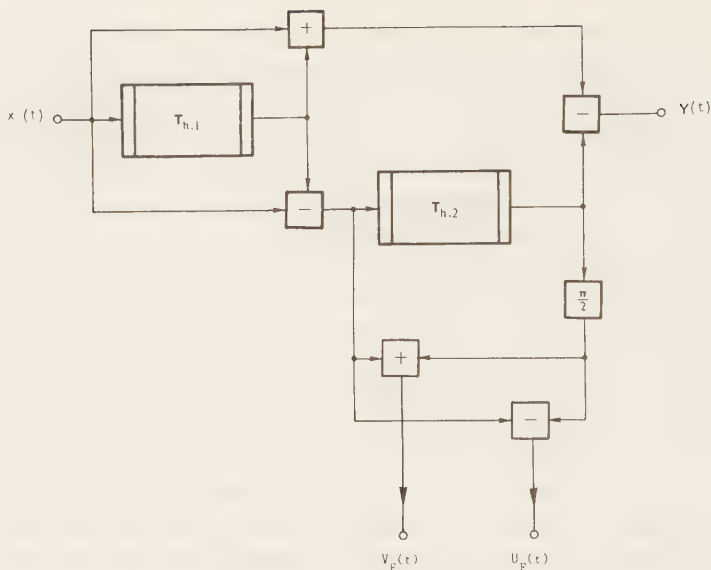


Bild 1-10. PAL-Kammfilter zur Trennung von Luminanz und Chrominanz

$V_F(t)$ und $U_F(t)$. Die beiden $64 \mu s$ -Verzögerungselemente können durch Ultraschalleitungen oder in monolithisch integrierter Form durch CCD-Schaltungen verwirklicht werden. Für die beschriebene Trennung von frequenzverkämmten Signalen sind auch Lösungen mit digitalen Kammfiltern bekannt [8].

Beispiel 4:

Einige Filteraufgaben in der elektronischen Musik

Vielfältige Filterfunktionen treten namentlich bei der Tonformung in der elektronischen Musik auf. Am Beispiel der Klangsynthese in einer elektronischen Orgel soll dieser Sachverhalt verdeutlicht werden (Bild 1-11). Bei der Anwendung des sog. selektiven Tonformungsverfahrens wird das Rechtecksignal eines Mutteroszillators zunächst in die 12 Töne der obersten Frequenzoktave geteilt. Jeder Ton dieser Mutteroktave wird im folgenden durch siebenfache Frequenzteiler verarbeitet, womit in den acht Oktaven insgesamt 96 Tonsignale vorliegen. Nach einer elektroni-

schen oder mechanischen Tastung und einer eventuellen Sägezahn- oder Sinusformung erzeugt eine *Filterbank* die charakteristischen Klänge der einzelnen Musikinstrumente.

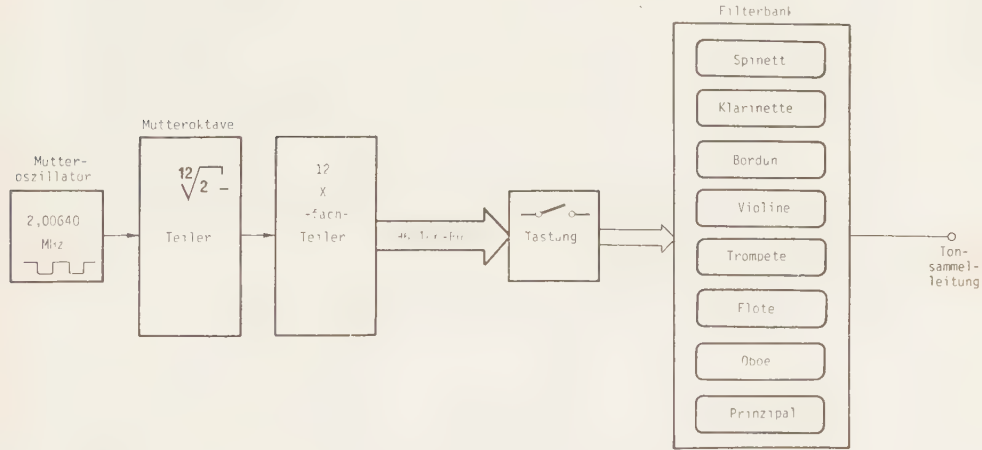


Bild 1-11. Selektive Klangsynthese in einer elektronischen Orgel

Schließlich sind im Bild 1-12 die RC-Netzwerke von drei Flöten-Filtern (Register) dargestellt. Die Widerstände R_{v1} und R_{v3} ; $v=1(1)3$ dienen der Filterentkopplung [9].

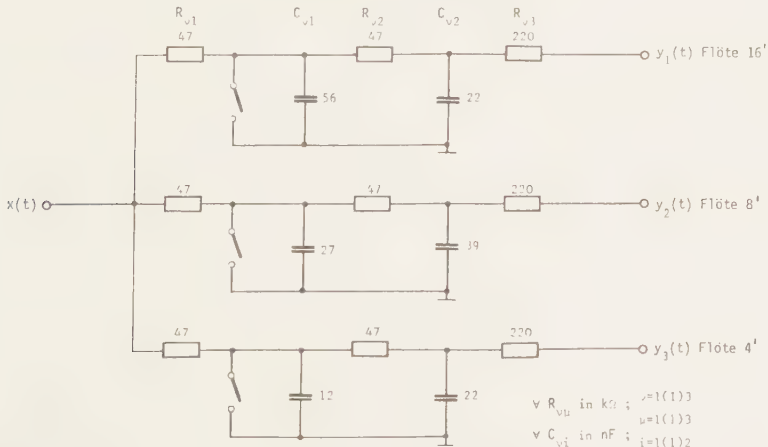


Bild 1-12. RC-Filter-Netzwerke für drei Flötenregister

Im Hinblick auf eine weitere Miniaturisierung sind integrierbare Filter von großer Bedeutung für die elektronische Musik.

Beispiel 5:

Ein adaptives Filter zur Verbesserung von Lautsprechertelefonen

Konventionelle Lautsprechertelefone verwenden sog. Sprach- oder Stimmshalter, um die akustische Kopplung zwischen Lautsprecher und Mikrofon und die elektrische Kopplung durch die Richtkoppler zu vermeiden. Diese Methode führt aber zu einer Verfälschung der Anfangssilben, weiterhin gestaltet sich die Unterbrechung des Sprechenden Teilnehmers durch den Hörenden problematisch. Eine Realisierung mit zwei adaptiven Filtern vermeidet diese Nachteile (Bild 1-13), [10].

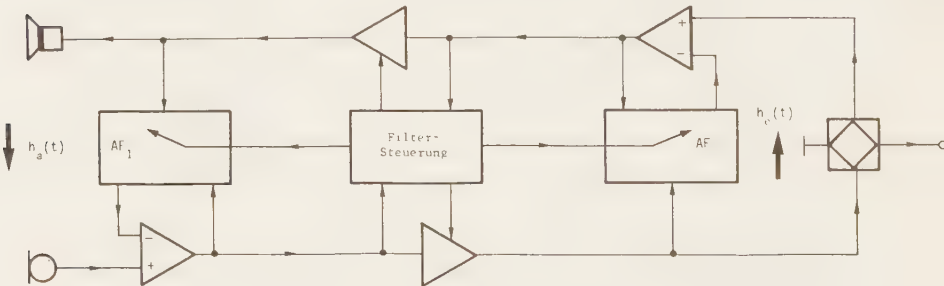


Bild 1-13. Einsatz von adaptiven Filtern in einem Lautsprecher-telefon

In einem adaptiven Filter kann die Filtercharakteristik in Abhängigkeit bestimmter Signalparameter verändert werden. Das adaptive Filter AF_1 bildet die Impulsantwort $h_a(t)$ der akustischen Strecke zwischen Lautsprecher und Mikrofon nach, das Filter AF_2 den Echopfad der Schleife durch den nichtidealen Richtkoppler (Impulsantwort $h_e(t)$). Bild 1-14 zeigt ein Modell des adaptiven Filtersystems für den akustischen Echopfad (die Kompensation der nichtidealen Richtkopplerschleife arbeitet äquivalent). Unter $x_s(t)$ wird das Mikrofonsignal verstanden. Die adaptive Simulation der Impulsantwort $h_a(t)$ durch das Filter AF_1 führt anschaulich zu einem entstörten Signal $x_s(t)$ auf der Sendeleitung. Die Filter $AF_{1,2}$ können günstig als digitale oder CCD-Transversal-Filter realisiert werden.

Dieses letzte Beispiel repräsentiert ein Filtersystem mit Forderungen an Zeitcharakteristiken. Demgegenüber hatten die Filter der Beispiele 1 - 4 Frequenzforderungen zu erfüllen.

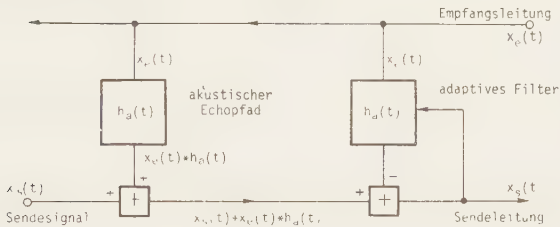


Bild 1-14. Systemmodell für den akustischen Echopfad

1.5 Schrifttum zur Einführung

- [1] Angabe einer speziellen RC-Siebstruktur durch A. VASCHY 1884 (angegeben in: Warner, A.: Die Anfänge der Filtertechnik. NTZ 28, 1975, H. 3, S. K84-K86).
- [2] Feldtkeller, R.: Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. Hirzel-Verlag, Stuttgart 1967.
- [3] Dickopp, G.; Mahler, G.: Das Prinzip der "Vertical Mixed Highs". Fernseh- und Kinotechnik, Bd. 32, 1978, Nr. 3, S. 83-89.
- [4] Caves, J.T.; Chan, C.H.; Rosenbaum, S.D.; Sellars, L.P.; Terry, J.B.: A PCM Voice Codec with On-Chip Filters. IEEE Journ. Solid-State Circuits, 1979, Vol. SC-14, H. 1, S. 65-72.
- [5] Flanagan, J.L.: Acoustic Filters to Aid Digital Voice. Bell Syst. Techn. Journ., April 1979, S. 903-944.
- [6] Illetschko, G.; Schönfelder, H.: Ein Kammfilter für das PAL-Verfahren. Int. Elektr. Rundsch. Bd. 23, 1969, H. 8, S. 197-200.
- [7] Wendt, H.: Verfahren zur Trennung des Leuchtdichtesignals vom Farbartsignal bei der Transcodierung SECAM-PAL. NTZ Bd. 21, 1968, H. 4, S. 182-185.
- [8] Stenger, L.: Digital Comb-Filter Demodulation of PAL-Color-Television-Signals. IEEE Trans. Comm., Vol. COM-27, H. 10, S. 1624-1631.
- [9] WERSI-electronic GmbH, Industriestr., 5401 Halsenbach. Tonformung in der Orgel "Galaxis".
- [10] South, C.R.; Hoppitt, C.E.; Lewis, A.V.: Adaptive filters to improve loudspeaker telephone. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 21, S. 673-674.

2. Übersicht der Filtertechnologien

Dieser Abschnitt stellt die unterschiedlichen Techniken zur Realisierung elektrischer Filter vor. Die Reihenfolge der weiteren Kapitel resultiert aus der Systematik in Bild 1-4. In den einzelnen Abschnitten wurde versucht, möglichst übersichtliche Ordnungskriterien zu erarbeiten.

2.1 Passive RLCÜ-Filter

Passive Filter mit den Elementen R , L , C und $\dot{U}$ besitzen auch im Zeitalter der Großintegration noch erhebliche praktische Bedeutung. Durch die konstituierte LC-Entwurfstheorie werden LC-Prototypfilter in nahezu allen Filtertechnologien benutzt. Die Verfahren der aktuellen Filtersynthese nach der Betriebsparametertheorie sind nicht Gegenstand dieser Arbeit, gleichermaßen werden auch Approximationsprobleme nicht behandelt. Hier kann auf die ausführliche Literatur verwiesen werden [1-6]. Für Standard-Filterprobleme bestehen verschiedene Filterkataloge, in denen die wichtigsten Tiefpaßapproximationen tabelliert sind [7-9]. Mittels bekannter Frequenzachsen-Transformationen können die Filterkataloge normierter Tiefpässe auch für Hoch- und Bandpässe und für Bandsperren verwendet werden. Eine vorliegende Filterstruktur kann häufig durch Strukturumwandlungen, Wertemodifizierungen und Einbeziehen parasitärer Eigenschaften optimiert werden. Beispielsweise konnte in [10] ein Bandpaß für Kanalumsetzer durch angezapfte Induktivitäten und durch das Einbeziehen von Streukapazitäten und -induktivitäten verbessert werden. Allerdings steht den Vorteilen (reduzierte Anzahl der Reaktanzen, kleinerer Wertebereich der Kapazitäten, kleinere Kondensatorwerte) der Nachteil höherer Empfindlichkeit entgegen.

2.1.1 Einige Strukturen

In den meisten Anwendungen wird ein Filtersystem durch ein zwischen zwei Ohmwidestände eingebettetes Reaktanz-Zweitor beschrieben. Von besonderer Bedeutung sind die Kettenleiter- oder Abzweignetzwerke nach Bild 2.1-1. Wichtige Vorteile sind die geringe Empfindlichkeit bei Elementevariationen, kanonische Reali-

sierbarkeit und eine fertigungsfreundliche, einfache Abstimmung.

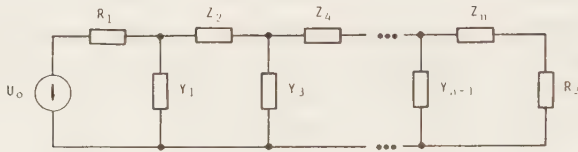


Bild 2.1-1. Abzweignetzwerk

Die Selektionseigenschaften von Brückenschaltungen (Bild 2.1-2) werden seltener zur Filterung ausgenutzt. Die hohe Toleranzempfindlichkeit, schwieriger Abgleich und große Bauelementeanzahlen reduzieren die Einsatzbereiche. Typische Anwendungen sind allerdings Laufzeitketten oder Allpässe zur Phasenkorrektur, nachdem mit Abzweignetzwerken nach Bild 2.1-1 keine Nullstellen in der rechten p-Halbebene realisierbar sind.

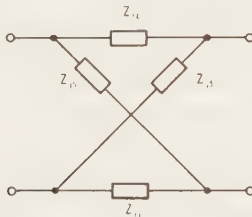


Bild 2.1-2.
Brückenstruktur

2.1.2 Die Technologie passiver RLCÜ-Filter mit konzentrierten Bauelementen

Filter mit konzentrierten, passiven Elementen können im Frequenzbereich zwischen 100 Hz und 50 MHz mit maximalen Gütewerten zwischen 500 und 1000 verwirklicht werden (vgl. Abschn. 3). Die "klassische" Technik benutzte konzentrierte Bauelemente, die zunehmend durch integrierte oder hybride Schichttechniken verdrängt werden (Abschn. 2.1.3). In diesem Abschnitt sind in kurzer Form die technologischen Eigenschaften der konzentrierten Bauelemente zusammengestellt, die in der Filtertechnik Verwendung finden.

a) Widerstände

Aus der Gruppe der *Schicht*-, *Masse*- und *Draht*widerstände erwei-

sen sich nur die Schichtwiderstände für Filterzwecke geeignet. Für Anwendungen, in denen die geringen Selektionseigenschaften von RC-Filtern genügen, bieten Schichtwiderstände geringe Toleranzen, kleinen Temperaturkoeffizienten (TK), gute zeitliche Konstanz, geringes Rauschen und kleine Blindanteile.

Tabelle 2.1-1 enthält eine Übersicht zum Gesamtrauschen im Vergleich von Masse- und Schichtwiderständen [11,12]. Zum Aufbau von Schichtwiderständen wird eine dünne leitende Schicht homogen auf einen zylindrischen Porzellankörper aufgetragen. Die Herstellungstoleranzen liegen bei 1%, durch Auslese sind Bauelemente mit 0,1% Toleranz verfügbar.

R / Ω	$\frac{U_F}{U} / \frac{\mu V}{V}$	
	Massewiderstände	Schichtwiderstände
1	2	0,03
10	3	0,15
100	4	0,35
1000	5	0,5
10000	6	0,52

$\frac{U_F}{U}$ = Rauschfaktor im Frequenzintervall

$\Delta f = f_2 - f_1 = 10\text{kHz} - 200\text{Hz}$

Tabelle 2.1-1. Rauschfaktoren für verschiedene Widerstandswerte (Vergleich von Masse- und Schichtwiderständen).

Tabelle 2.1-2 faßt den Realisierungsbereich, die spezifische Flächenbelastbarkeit und den TK-Wert für verschiedene Schichtwiderstandstypen zum Filtereinsatz zusammen [12,13]. Die Analyse eines Schichtwiderstands an Hand eines Kettenleiterersatzschaltbildes führt zur Einteilung des dominierenden Blindanteils gemäß Tabelle 2.1-3.

R / Ω	Dominierender Blindanteil
<200	induktiv
200 - 500	kompensiert
>500	kapazitiv

Tabelle 2.1-3. Dominierender Blindanteil von Schichtwiderständen in verschiedenen Widerstandsbereichen.

Material der Widerstandsschicht	Realisierbarer Widerstandsbereich in Ω	Spezifische Flächenbelastbarkeit in Wcm^{-2}	Temperaturkoeffizient in 10^{-6}K^{-1}	Bemerkungen
Metallschicht	$4,7 \dots 4,7 \cdot 10^6$	0,83	$R < 2,2\text{M}\Omega$: -800...+200 $R > 2,2\text{M}\Omega$: -1500...+200	Für $R \leq 10\text{k}\Omega$ ist der $\text{TK} > 0$
Bohrkohleschicht	$4,7 \dots 1 \cdot 10^{10}$	0,45	-200...0	Für hohe zeitliche Konstanz, z.B. in Trägerfrequenzgeräten
Glanzkohleschicht	$4,7 \dots 3 \cdot 10^7$	0,12	$R < \text{M}\Omega$: -800...0 $R > \text{M}\Omega$: -1200...0	Widerstände hoher zeitlicher Konstanz
Schicht mit organischen Bindemitteln	$1 \cdot 10^7 \dots 1 \cdot 10^{14}$	bei Einbettung in keramischem Dielektrikum: 0,038	$R < 100\text{M}\Omega$: -3000...+3000 $R > 100\text{M}\Omega$: -5000...+5000	Hochohmige Widerstände für hohe Spannungen

Tabelle 2.1-2. Einige Eigenschaften von Schichtwiderständen

b) Kondensatoren

Die elektrische Filtertechnik erfordert für viele Anwendungen Kondensatoren mit folgenden Eigenschaften: Geringe Eigeninduktivität, kleiner Verlustfaktor, hohe zeitliche Konstanz und niedriger TK-Wert. In Tabelle 2.1-4 sind die wichtigsten Größen von Papier/Metallpapier-, Kunststoffolie-, Keramik- und Glimmerkondensatoren zusammengestellt.

Kondensatortyp / Eigenschaft	Papierkondensatoren/ Metallpapier- kondensatoren	Kunststoff- folie- kondensatoren	Keramik- kondensatoren	Glimmer- kondensatoren
Weitebereich	100pF...40 μ F	10pF...4 μ F	0,6pF...6 μ F	4,7pF-0,1 μ F
Toleranzen	$\geq 5\%$	$\geq 0,2\%$	$\geq 1\%$	$\geq 1\%$
Verlustfaktor	$1 \cdot 10^{-2}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$ ($f \leq 1\text{MHz}$)	(0,4...5,0) $\cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$ ($50\text{Hz} \leq f \leq 100\text{MHz}$)
TK/K	$\leq 500\text{ppm}$	-150ppm	$\pm 15\text{ppm}$	-5...+100ppm
Alterung/Jahr	$\leq 1\%$	$\leq 0,3\%$	$\leq 0,04\%$	$\leq 0,02\%$

Tabelle 2.1-4. Einige Eigenschaften von Metallpapier-, Kunststoffolie-, Keramik- und Glimmerkondensatoren

Die Aufgaben der Filtertechnik können vorteilhaft durch die drei zuletzt genannten Typen erfüllt werden [12,14,15].

c) Induktivitäten

Im Zeitalter der Großintegration repräsentieren die Induktivitäten (Spulen) den größten Problemkreis der Filtertechnik. In der zurückliegenden Zeit wurde ein erheblicher Anteil der Filterforschung für spulenlose Filter aufgewendet. Neben der Nichtintegrierbarkeit führen auch die Spulenverluste einer technischen Induktivität zu Schwierigkeiten im praktischen Einsatz. Die Spulenverluste können in fünf wesentliche Anteile aufgliedert werden [11,12,16]:

- Wicklungsverluste (Stromwärme durch Gleichstrom- und Wirbelstromerwärmung, dielektrische Verluste in der Isolation).
- Kernverluste (ferromagnetische Verluste durch Ummagnetisierung, Wirbelstromverluste, dielektrische Verluste im Kernmaterial).
- Spulenkörperverluste (dielektrische Verluste).
- Abschirmungsverluste (Wirbelstromverluste im Abschirmmaterial).
- Strahlungsverluste (mit Abschirmung vernachlässigbar, ohne Abschirmung für $f \leq 1$ MHz unbedeutend).

Im Hinblick auf kleine Hystereseverluste werden weichmagnetische Kernmaterialien verwendet. Mit steigender Einsatzfrequenz können die leitenden Kernbezirke zunehmend verkleinert werden. Während im Niederfrequenzgebiet dünne Bleche und Bänder mit einer relativen Permeabilität μ_r von 100 ... 5000 Einsatz finden, verwendet die Filtertechnik vorwiegend Pulverkerne (beispielsweise Karbonyleisen mit typischem μ_r von 300) oder Ferritkerne. Weichmagnetische Ferrite besitzen einen hohen spezifischen Widerstand von (0,1 ... 10^4) Ωm und ein μ_r zwischen 10 und 6000. Ihre bis in den Megahertzbereich vernachlässigbaren Wirbelstromverluste ermöglichen Filterspulenkerne hoher Güte. Ferrite repräsentieren Mischkristalle oder Verbindungen aus Eisenoxid (Fe_2O_3) und einem oder mehreren Oxiden zweiwertiger Metalle, beispielsweise NiO, ZnO oder MnO. In Tabelle 2.1-5 sind die wichtigsten Eigenschaften einiger weichmagnetischer Ferrite für den Einsatz in elektrischen Filtern zusammen-

gestellt [17,11].

Handelsbezeichnung	Aufbau	μ_A	$\frac{\tan \delta}{\mu_A} \cdot 10^6$ (Meß- frequenz)	$\frac{\alpha}{\mu_A} \cdot 10^6 / K^{-1}$	B_s / T	$f_{\max} / \text{MHz}$	$T_c / ^\circ C$	$\rho / \Omega \text{cm}$
Ferroxcube 3E ₁	Mn-Zn	2700	2,5 (4kHz)	4	0,36	4	125	30
Mn 2000	Mn-Zn	2000	10 (kHz)	1,5	—	0,1	100	40
Ferroxcube III A	Mn-Zn	1750	18	4,5	0,33	0,3	130	180
Ferroxcube 3 B	Mn-Zn	900	—	3	0,34	0,5	150	20
Ferroxcube 4 B	Ni-Zn	250	90 (2MHz)	8	0,33	3	250	10^5
20 K 12	—	20	150 (3MHz)	10	—	40	400	10^7
Ni 10	Ni-Zn	10	740 (30MHz)	55	—	250	500	10^7

Tabelle 2.1-5. Einige Ferrite für Filteranwendungen in der NF- und HF- Technik (μ_A : relative Anfangspermeabilität, $\tan \delta$: Verlustfaktor, α/μ_A : relativer Temperaturbeiwert, B_s : Sättigungsinduktion, $f_{\max}$: maximale Einsatzfrequenz, T_c : Curietemperatur, ρ : spezifischer Widerstand).

Abschließend zeigt Bild 2.1-3 den Verlauf der Güte Q über der Frequenz für eine Induktivität $L = 3,06 \text{ mH}$. Verwendet wurde ein P-Schalenkern P 36/22 [17]. Dieses Beispiel verdeutlicht den Stand der Technik in der Spulherstellung. Die Technologien der besprochenen Bauelemente sind weitgehend konstituiert, erhebliche Verbesserungen können nicht mehr erwartet werden.

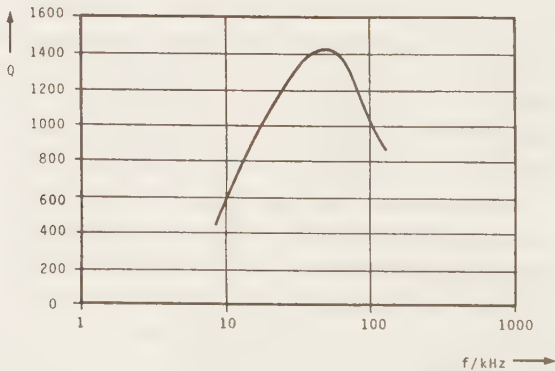


Bild 2.1-3. Güte Q als Funktion der Frequenz für eine Induktivität $L = 3,06 \text{ mH}$ mit einem P-Schalenkern

2.1.3 Die Technologie passiver RLCÜ-Filter mit verteilten Bauelementen

Ein erster Miniaturisierungsschritt eines elektrischen Filters führt zu den heute gut beherrschten Schichtschaltungs-Techniken (*Dick-, Dünnschichttechnik*). Für Anwendungsfälle, in denen die Wertebereiche von Filmbauelementen nicht genügen, stehen miniaturisierte Hybridierelemente zur Verfügung. Monolithische Halbleiterschaltungen in den bekannten analogen Integrationstechnologien sind für die aktuelle Filtertechnik von geringer Bedeutung. Schichtschaltungen bieten gegenüber konventionellen Aufbautechniken zahlreiche Vorteile:

- Geringes Volumen
- Hohe Zuverlässigkeit
- Niedrige TK-Werte (± 5 ppm/K)
- Hohe Grenzfrequenz (≤ 2 GHz)
- Sehr hohe Langzeitkonstanz
- Keine Werteabstufung der Bauelemente
- Kleine Streukapazitäten und -induktivitäten

Allerdings ermöglicht die kostenintensive Entwicklung nur einen Einsatz bei großen Stückzahlen. Weiterhin können Induktivitäten nur im Hochfrequenzbereich realisiert werden.

Die folgenden Abschnitte beschreiben in kurzer Form den Stand der Technologie von Schichtschaltungsbauelementen, die zur Filterrealisierung eingesetzt werden können. Weitere Aspekte dieser Integrationstechniken folgen im Abschnitt 2.9 (Aktive Filter mit verteilten Parametern).

a) *Dickschichttechnik*

In dieser Technologie werden leitende, resistive und dielektrische Schichten durch eine Drucktechnik (Siebdruck) auf ein Substrat (meist Al_2O_3 -Keramik) aufgebracht. Dem Druckvorgang folgt das Einbrennen der entsprechenden Schicht. Die Genauigkeit der realisierten Elemente liegt im Bereich von $\pm 20\%$, damit wird ein Abgleichverfahren (meist CO_2 -Laser) erforderlich [18-23].

Dickschichtwiderstände

Mit Edelmetall- oder Metalloxid-Pasten (z.B. Ag-Pd, RuO_2 , Pt-Ir) sind Dickschichtwiderstände mit Eigenschaften gemäß Tabelle 2.1-6 realisierbar.

		Bemerkungen
R_D	50Ω...100kΩ	
R	10Ω...10MΩ	
R_{max}/R_{min}	30 : 1	bei 100:1 Mäanderstruktur
TK	$\pm 200 \cdot 10^{-6}/K$	
Toleranz	(0,1...1)%	nach Sandstrahl- oder Laser-Abgleich
Rauschen	$5 \frac{\mu V}{V}$	in einer Frequenzdekade, abhängig von R
Leistungsgrenze	$P_{max} 16mW/mm^2$	typisch: (100...200)mW/cm ²
Langzeitkonstanz	$\leq 1\% / \text{Jahr}$	

Tabelle 2.1-6. Eigenschaften von Dickschichtwiderständen.

R : Flächenwiderstand, R: Widerstandsbereich,

R_{max}/R_{min} : Wirtschaftlicher Wertebereich

Dickschichtkondensatoren

Durch ferroelektrische Pasten auf Bariumtitanat-Basis können Dickschichtkondensatoren hergestellt werden. Aspekte der Qualität und der relativ begrenzten Flächenkapazität von (0,2 ... 30) nF/cm² führen in vielen Fällen zum Einsatz von diskreten Kondensatoren (Chip-Kondensatoren). Auch die Fertigungstoleranz der Kapazitäten liegt im Bereich von 20%. Der Abgleich von Dickschichtkondensatoren erweist sich problematisch, im Vergleich zum einfachen Widerstandsabgleich. Der Schaltungsentwurf muß sich damit an der 20%-Kapazitätstoleranz orientieren. Tabelle 2.1-7 enthält die wichtigsten Eigenschaften.

$C_{\square}$	(0,2...30)nF/cm ²	Multilayer-Keramik-Kondensatoren: C in 200...10000pF/mm ³
C	$\geq 10nF$	Werte $C > 10nF$ sind unwirtschaftlich und verlustbehaftet
Toleranz	$\pm 20\%$	ohne Abgleich
TK	$(+1...+5)10^{-6}/K$	
Langzeitkonstanz	gut	
tanδ	(0,1...1)	

Tabelle 2.1-7. Eigenschaften von Dickschichtkondensatoren

Dickschichtinduktivitäten

Mit einfachen Keramiken (95% Al_2O_3) können kleine Dickschicht-induktivitäten realisiert werden. Ihr definierter Wertebereich erstreckt sich nur auf $10 \leq L/nH \leq 500$ [12,24]. Diese integrierten Induktivitäten sind damit nur für Hochfrequenzschaltungen geeignet. In anderen Anwendungen erfolgt die Aufkontaktierung von Miniatur-Chip-Induktivitäten.

b) Dünnschichttechnik

Die Dünnschicht- oder Dünnschichttechnik benötigt ein Hoch-Vakuum-Herstellungsverfahren. Ihre bedeutenden Vorteile sind höchste Konstanz und ein kleiner TK-Wert. Diese Technologie kann in die Chrom-Nickel-Technik (Aufdampfen im Vakuum) und in die Tantal-technik (Kathodenzerstäubung) klassifiziert werden. Als Substrate eignen sich hochreine Al_2O_3 -Keramiken oder alkalifreie Gläser.

Dünnschichtwiderstände

Dünnschichtwiderstände können mit verbesserten Eigenschaften im Vergleich zur Dickschichttechnik hergestellt werden. Von besonderer Bedeutung ist die sehr hohe Langzeitkonstanz. In Tabelle 2.1-8 sind die Kenngrößen von NiCr-Dünnschichtwiderständen zusammengefaßt.

$R_{\square}$	$(10^4 \dots 10^7) \Omega$
R	$(10 \dots 10^5) \Omega$
$R_{\max}/R_{\min}$	1000 : 1
TK	$\pm(0,2 \dots 1) 10^{-6}/K$
Toleranz	Ohne Abgleich: $\pm 5\%$ Nach Laser Abgleich: $\pm 0,1\%$
Rauschen	$0,1 \frac{\mu V}{V}$
Leistungsgrenze	3 mW/mm^2
Langzeitkonstanz	0,1% / Jahr

Tabelle 2.1-8. Eigenschaften von Dünnschichtwiderständen

Dünnschichtkondensatoren

Im Unterschied zur Dickschichttechnik können in der Aufdampf-methode auch hochwertige Kondensatoren gefertigt werden. Die Schichtfolge Al-SiO-Al realisiert die Elektroden und das Dielektrikum (SiO). Zum Abgleich eignen sich Laserstrahlen oder ein Mikroplasma [24]. Der resultierende Kapazitätswertebereich begünstigt den Hochfrequenzeinsatz von Dünnschichtschaltungen.

Die Kondensatoren der Ta-Oxidationsverfahren eignen sich dominierend für den NF-Einsatz (Verlustfaktor steigt mit der Frequenz annähernd linear). Die charakteristischen Werte von Dünnschichtkondensatoren können der Tabelle 2.1-9 entnommen werden.

Schichtfolge	Al-SiO-Al	Ta-Ta ₂ O ₅ -CrNiAu
Dielektrikums-herstellung	Aufdampfung	Anodisation
C _□	0,2nF/mm ²	0,6nF/mm ²
C	100nF	(300...500)nF
TK	$\pm 100 \cdot 10^{-4} / K$	$(30...220) 10^{-6} / K$
tan δ	0,01...0,03	$3 \cdot 10^{-3}$
Langzeit-konstanz	0,5% / Jahr	0,5% / Jahr

Tabelle 2.1-9. Kennwerte von Dünnschichtkondensatoren

Dünnschichtinduktivitäten

Dünnschichtinduktivitäten können durch Leiterspiralen mit runder oder quadratischer Flächengeometrie hergestellt werden. Die obere Grenze des Wertebereichs liegt bei 500 nH, die erreichbare Güte ist auf $Q \leq 100$ begrenzt.

2.1.4 Schrifttum zu passiven RLCÜ-Filtern

- [1] Unbehauen, R.: Synthese elektrischer Netzwerke. Oldenburg Verlag, München 1972.
- [2] Rupprecht, W.: Netzwerksynthese. Springer Verlag, Berlin 1972.
- [3] Bosse, G.: Einführung in die Synthese elektrischer Siebschaltungen. Hirzel Verlag, Stuttgart 1963.
- [4] Zverev, A.I.: Handbook of Filtersynthesis. John Wiley, New York 1967.
- [5] Skwirzynski, J.K.: Design Theory and Data for Electrical Filters. Van Nostrand, London, 1965.
- [6] Temes, G.C.; Mitra, S.K.: Modern Filter Theory and Design. John Wiley, New York 1973.
- [7] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Berlin 1979.

- [8] Pfitzenmaier, G.: Tabellenbuch Tiefpässe, Siemens AG, Berlin 1971.
- [9] Glowatzki, E.: Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter. Telefunken-Zeitung, Bd. 28, 1955, S. 15-22; Bd. 34, 1961, S. 180-185.
- [10] Klein, D.; Guilabert, A; Christian, E.: Miniaturized Filters for Channel Translator Units by Means of LC-Technology. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 6-16.
- [11] Höft, H.: Passive elektronische Bauelemente. Hüthig Verlag, Heidelberg 1977.
- [12] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3. Hanser Verlag, München 1978.
- [13] Adamowicz, T.; et al.: Handbuch der Elektronik. Franzis Verlag, München 1979.
- [14] Knauft, G.: Passive und elektromechanische Bauelemente. Funkschau 1978, H. 12, S. 536-541.
- [15] Knauft, G.: Passive Bauelemente flach auf Folien aufgebracht. Funkschau 1978, H. 17, S. 827.
- [16] Börner, S.: Die Beiträge von Wicklung und Ferrit-Ringkern zum Verlustwiderstand von einlagigen Spulen im MHz-Bereich. Diss. TH Stuttgart 1967.
- [17] VALVO-Handbuch-Ferroxcube 1978. VALVO Unternehmensbereich Bauelemente der Philips GmbH, Hamburg.
- [18] Käs, G.: Schichtelektronik. Lexika Verlag, Grafenau 1978.
- [19] Harper, C.A.: Handbook of Thick Film Hybrid Microelectronics. Mc Graw-Hill, New York 1974.
- [20] Mensel, J.: Hybridschaltungen in Dickschichttechnik. Funkschau 1979, H. 23, S. 1337-1339.
- [21] Langer, E.: Charakteristische Anwendungen der Dick- und Dünnschichttechnik. Int. Elektron. Rundsch. 1969, H. 6, S. 149-152.
- [22] Osswald, K.; Stein, E.: Kundenspezifische Schaltungen in Hybridtechnik. Elektroniker 1979, H. 10, S. EL1-EL8; H. 11, S. EL7-EL11.
- [23] Lüder, E.: Bau hybrider Mikroschaltungen. Springer Verlag Berlin 1977.
- [24] Langer, E.: Technologiegerechter Entwurf integrierter Baugruppen. Skriptum am Lehrstuhl für Techn. Elektronik, Uni-Er.

2.2 Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik

Auch im beginnenden Zeitalter der VLSI-Höchstintegration, digitaler Nachrichtenübertragung und einer Reihe neu entwickelter Filtertechnologien besitzen mechanische Bauelemente eine große Bedeutung für die Frequenzselektion in der aktuellen Nachrichtentechnik. So ermöglichen Quarze als mechanische Einzelelemente Langzeitstabilität, gutes Temperaturverhalten und hohe Güten für analoge Oszillatoren, Filterschaltungen und digitale Taktgeneratoren. Mechanische Filter in unterschiedlichen Technologien werden nicht nur in der kommerziellen Nachrichtenübertragung, beispielsweise in Frequenzmultiplexsystemen oder Zwischenfrequenzverstärkern, verwendet, sondern auch in weiten Bereichen der Unterhaltungselektronik. Insbesondere kann hier der neuartige Einsatz von Oberflächenwellenfiltern in der Fernsehtechnik genannt werden. Mechanische Bauelemente zur Frequenzselektion in Nachrichtensystemen besitzen in ihren spezifischen Frequenzgebieten vielfältige Vorteile gegenüber rein elektrischen Realisierungen:

- Hohe Flankensteilheit von Filterkurven.
- Geringes Volumen.
- Zeit- und Temperaturstabilität.
- Wirtschaftliche Fertigung.
- Große Zuverlässigkeit.

In Bild 2.2-1 sind die Frequenzbereiche der wichtigsten Technologien elektrischer Filter zusammengestellt. Das Gebiet der mechanischen Frequenzselektion befindet sich demgemäß zwischen 1 kHz und 1 GHz (mechanische Metallresonatoren 1 kHz-600 kHz, keramische Filter 400 kHz-4 MHz, monolithische Kristallfilter 4 MHz-20 MHz, Quarzbrückenfilter 1 kHz-120 MHz, monolithische Quarzfilter 4 MHz-100 MHz, Oberflächenwellen 10 MHz-1 GHz). Zum Vergleich sind einige weitere Filtertechnologien eingezeichnet (LC-Filter mit konzentrierten Bauelementen 100 Hz-100 MHz, aktive RC-Filter 100 Hz-300 kHz, Abtastanalogfilter 100 Hz-10 MHz, Hohlleitung ≥ 1 GHz). Diese Übersicht wird im Abschnitt 3 durch die weiteren Filtertechnologien ergänzt. Die verschiedenen Methoden der mechanischen Frequenzselektion verdeutlicht Bild 2.2-2.

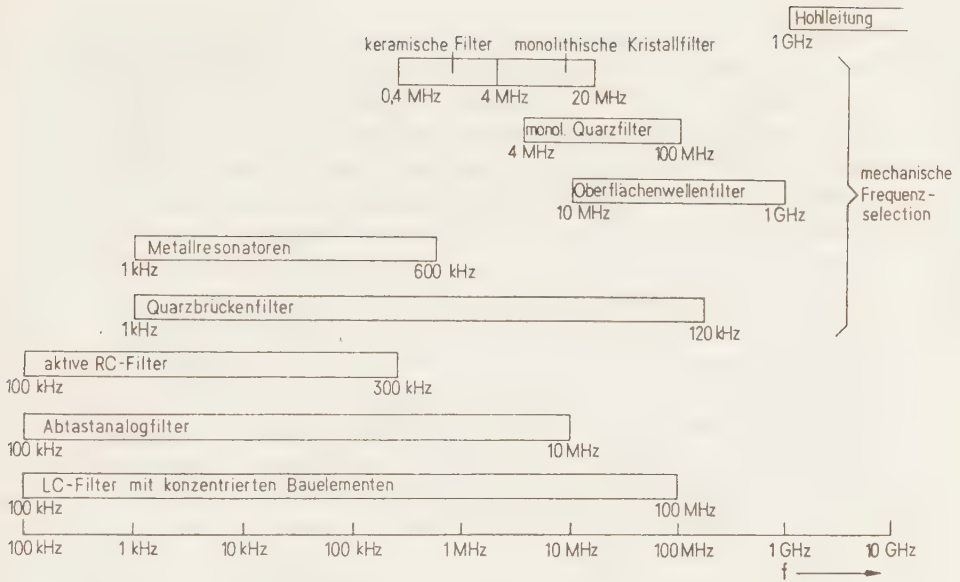


Bild 2.2-1. Frequenzbereiche einiger Technologien elektrischer Filter

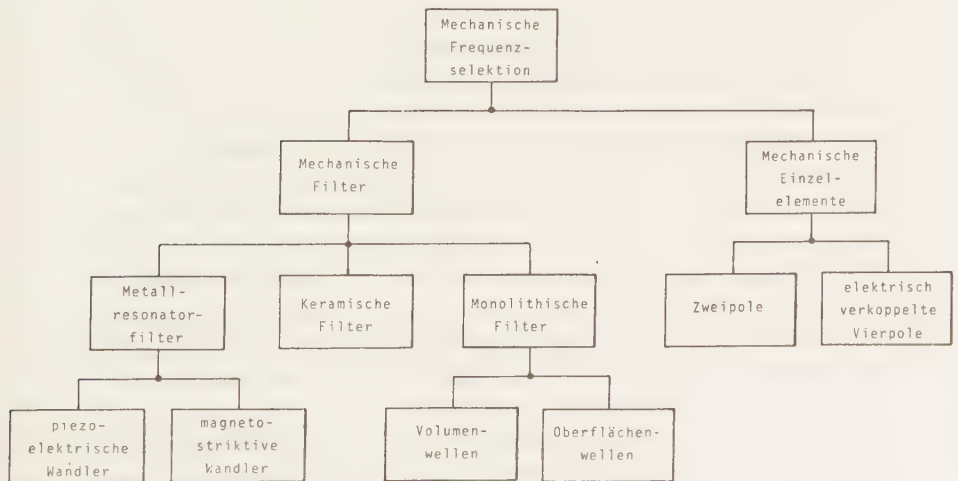


Bild 2.2-2. Überblick zur mechanischen Frequenzselektion

Die Gruppe der Einzelbauelemente umfaßt piezoelektrische Schwingkristalle (meist Quarze) und magnetostriktive Schwinger (meist Ferrite). Zwei bedeutende Einsatzbereiche von Einzelquarzen sind Oszillator- und Filterschaltungen. Die Quarzbrückenfilter repräsentieren ein Beispiel elektronisch verkoppelter mechanischer Einzelelemente. In dieser Filtertechnologie werden Gütewerte bis $Q=100000$ und Temperaturkoeffizienten von $2 \cdot 10^{-7}/K$ erreicht. Die Gruppe der mechanischen Filter enthält die Metallresonatorfilter, keramische Filter und monolithische Strukturen. Metallresonatorfilter sind von großer Bedeutung für die aktuelle Nachrichtenübertragung in Frequenzmultiplexsystemen. In diesen Filtern werden mechanische Schwingungen (Schallwellen) in resonanzfähige Strukturen eingekoppelt. Die mechanische Arbeitsfrequenz liegt hierbei im allgemeinen im Ultraschallbereich zwischen 50 kHz und 0,5 MHz. Ein piezoelektrischer oder magnetostriktiver Wandler setzt das elektrische Signal in eine mechanische Schwingung um, die als mechanische Welle die Filterstruktur durchläuft. Für die Resonanzkörper sind Biege-, Kompressions-, Torsions-, Scherungs- und Dickenschwingungen anwendbar. In neuen Metallresonatorfiltern sind auch Dämpfungspole bei endlichen Frequenzen realisierbar.

In den Jahren nach 1960 führte die Entwicklung neuer piezoelektrischer Keramiken zu besonders einfachen mechanischen Filtern. Der Einsatz von Bariumtitanat- oder Bleititanatzirkonat-Keramiken ermöglichte Zwei- und Dreielektrodenschwinger. Die Innovation in der Miniaturisierung elektronischer Systeme erforderte im folgenden neue Filtertechnologien in einer monolithischen Realisierung. Monolithische, also vollständig auf einem Substrat hergestellte Quarz-, Keramik- und Oberflächenwellenfilter ermöglichen Filterfunktionen bis in den GHz-Bereich. Quarz- und Keramikanordnungen verwenden das "Energiefangprinzip", indem verschiedene Resonatoren rein akustisch verkoppelt sind. Eine wichtige Technologie monolithischer Filter repräsentieren die Oberflächenwellenfilter. Ihr Einsatzbereich umfaßt neben den Zwischenfrequenzstufen in Funk- und Fernsehempfängern auch die Kompanierung (Expandierung, Kompression) von

Pulssignalen in der Radartechnik. Akustische Oberflächenwellenfilter benutzen das Transversalfilterprinzip, das auch in Abtastanalogfiltern der Charge-Transfer-Devices-Technik verwendet wird. Auf einem piezoelektrischen Substrat befinden sich hierfür zwei interdigitale Wandler (Eingangswandler, Ausgangswandler), die über ein Koppelfeld verknüpft sind. Die Geometrie der Interdigitalstruktur ermöglicht definierte Frequenzcharakteristiken.

2.3 Mechanische Frequenzselektion durch Metallresonator-Filter

2.3.1 Einführung

Die Geschichte der Metallresonator-Filter reicht bis in die Zeit vor 1930. Erste funktionsfähige Anordnungen wurden 1947 vorgestellt [1]. Seit ungefähr 1960 werden auch in Deutschland Metallresonator-Filter gefertigt und zunehmend in nachrichtentechnischen Geräten eingesetzt. Mechanische Filter repräsentieren wichtige Bauelemente der Trägerfrequenztechnik. Als Kanalfilter (vgl. Bild 1-7) trennen sie ein Signalseitenband und höhere Modulationsprodukte ab, während ein Einsatz als Signal- oder Pilottonfilter zur Selektion von vermittlungstechnischen Zeichen (Wählinformation) oder Synchron- und Kennsignalen führt. In der gesamten Gruppe der *mechanischen Filter* (Metallresonator-, Keramik- und Oberflächenwellen-Filter) werden mechanische Schwingungen in resonanzfähige Strukturen eingekoppelt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_a des Ultraschalls ist in Festkörpern im wesentlichen vom Elastizitätsmodul, Scherungsmodul und von der Dichte abhängig. Für die Stähle der Metallresonator-Filter liegt v_a in der Größenordnung von 5000 m/s. Der im Bild 2.3-1 angegebene Grundaufbau eines mechanischen Filters ist auch für Keramik- und Oberflächenwellen-Filter gültig.

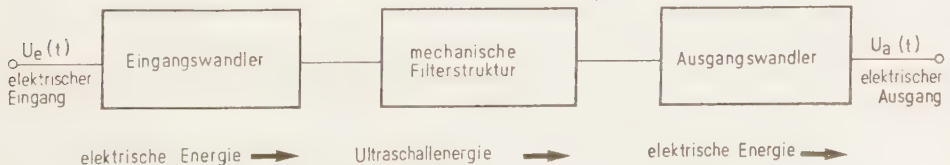


Bild 2.3-1. Grundaufbau eines mechanischen Filter

In Metallresonator-Filtern werden die Wandler

- *piezoelektrisch* oder
- *magnetostriktiv* realisiert [2].

Die Grundeigenschaften der beiden Wandlermethoden sind in Tabelle 2.3-1 zusammengefaßt.

Piezoelektrische Wandler :
● Große Längenänderungen
● Einfache Herstellungstechnologie
● Kleines Volumen
● Elektromechanischer Koppelfaktor 0,45
Magnetostriktive Wandler :
● In weitem Bereich temperaturunabhängiger Koppelfaktor
● Linearer Frequenzgang
● Elektromechanischer Koppelfaktor 0,15
● Kleine Längenänderungen

Tabelle 2.3-1- Einige Eigenschaften von piezoelektrischen und magnetostriktiven Wandlern.

Die einfache Fertigung und die etwa um den Faktor 100 größeren Längenänderungen von piezo-(ferro)-elektrischen Wandlern gegenüber magnetostriktiven Strukturen führten in der aktuellen Technik zum überwiegenden Einsatz von ferroelektrischen Keramiken. Für diese Materialien kann ein Satz von Tensorgleichungen angegeben werden, die den Zusammenhang zwischen dem mechanischen Spannungstensor, dem Dehnungstensor, der elektrischen Feldstärke und der elektrischen Verschiebungsdichte beschreiben [3]. Die erforderlichen Materialkennwerte der ferroelektrischen Keramiken resultieren aus drei Matrizen:

- Matrix der Dehnungszahlen bei konstanter elektrischer Feldstärke,
- Matrix der piezoelektrischen Ladungskonstanten,
- Matrix der Dielektrizitätskonstanten bei konstanter mechanischer Spannung.

Piezoelektrische Wandler basieren im Kleinsignalbetrieb auf dem linearen Zusammenhang mechanischer und elektrischer Größen.

Für magnetostruktive Antriebe eines mechanischen Filters kann ein analoges Gleichungssystem angegeben werden. Zur Theorie und Technologie der elektromechanischen Wandler wurden zwischen 1960 und 1970 eine Reihe von Arbeiten vorgestellt [4-7]. Ein piezokeramischer Quader kann verschiedene Schwingungsformen ausführen. Nachdem diese Schwingungstypen auch für die Metallresonatoren relevant sind (darüberhinaus in gleicher Weise für Quarz- und Keramikfilter), zeigt Bild 2.3-2 eine Übersicht. Gleichzeitig sind auch die Frequenzbereiche angegeben, in denen die verschiedenen Formen praktisch genutzt werden.

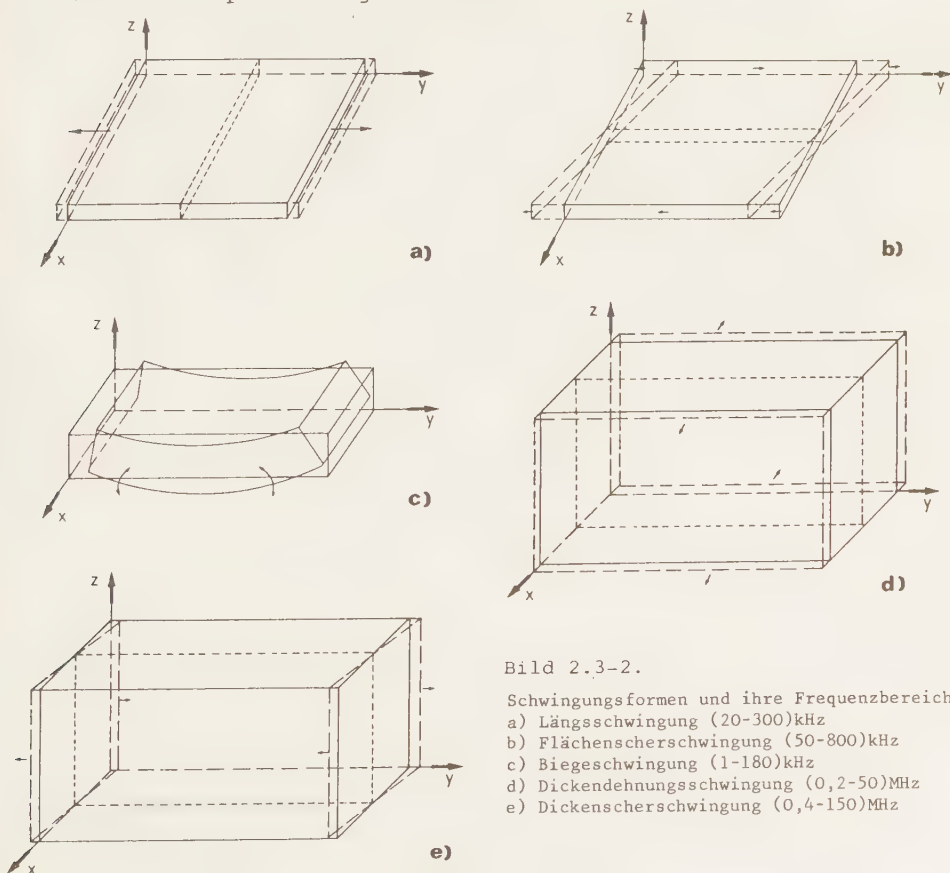


Bild 2.3-2.

Schwingungsformen und ihre Frequenzbereiche
a) Längsschwingung (20-300)kHz
b) Flächenscherschwingung (50-800)kHz
c) Biegeschwingung (1-180)kHz
d) Dickendehnungsschwingung (0,2-50)MHz
e) Dickenscherschwingung (0,4-150)MHz

Zwischen dem elektrisch/mechanischen Eingangs- und dem mechanisch/elektrischen Ausgangswandler befindet sich der mechanische Filterkörper. Der allgemeine Aufbau des mechanischen Filterkörpers ist in Bild 2.3-3 dargestellt.

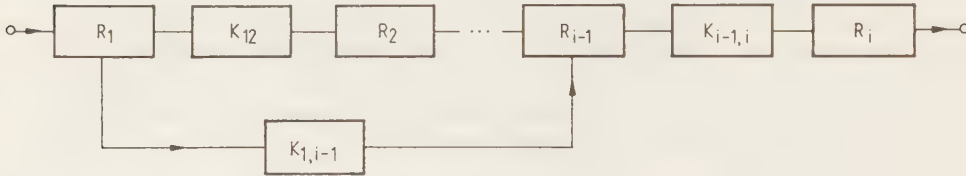


Bild 2.3-3. Modell des mechanischen Filterkörpers

Mechanische Resonatoren R_μ sind durch Koppler $K_{\mu\nu}$ verbunden. Kopplungen über mehrere Resonatoren (Umwegkopplungen) führen zu Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen. Bild 2.3-3 enthält eine Umwegkopplung $K_{1,i-1}$ zwischen den Resonatoren R_1 und R_{i-1} . Bild 2.3-4 zeigt ein einfaches Beispiel einer Filteranordnung. Mechanische Stabresonatoren und ein Koppeldraht können als äquivalent zu elektrischen Schwingkreisen und elektrischer Verkopplung betrachtet werden.

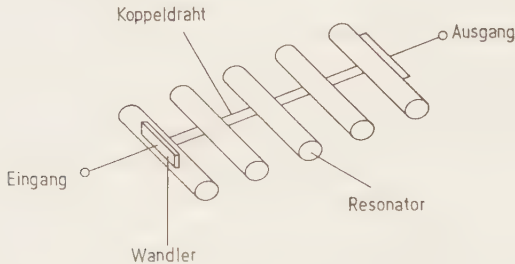


Bild 2.3-4. Struktur eines Metallresonatorfilters mit längsgespeisten Biegeschwingern

Die folgenden Schwingungsformen und Schwingergeometrien sind für Metallresonator-Filter von Bedeutung:

- Biegeschwingungen von stab- oder plattenförmigen Resonatoren.
- Kompressionsschwingungen in Zylinder- oder Plattenschwingern.
- Torsionsschwingungen von zylinderförmigen Körpern.
- Scherungsschwingungen von Quadern.
- Dickenschwingungen von konzentrischen Platten und Quadern.

In der Literatur sind vielfältige Realisierungen mit diesen Schwingungstypen bekannt [8-22]. Die Anordnung in Bild 2.3-4 benutzt längsgekoppelte Biegeschwinger, die in der aktuellen Technik dominieren. Diese Schwingerform bietet eine freizügige Wahl der Abmessungen gegenüber Längs- und Torsionsschwingern. Allerdings sind Biegeschwinger mehr für tiefere Frequenzen vorteilhaft ($f \leq 100$ kHz). Für grundsätzlich alle Schwingertypen reduzieren sich die Abmessungen mit steigender Frequenz, womit die obere Frequenzgrenze (600 kHz) durch zunehmende Technologieschwierigkeiten entsteht. Von besonderer Bedeutung für die Eigenschaften von Metallresonator-Filtern erweisen sich die Resonatormaterialien. Als Werkstoff für die Stahlresonatoren und Koppeldrähte eignen sich Eisennickelllegierungen mit Berylliumzusätzen. Tabelle 2.3-2 gibt einen Überblick der wichtigsten Eigenschaften verschiedener THERMELAST-Legierungen * [23]. Diese Materialien ermöglichen hohe mechanische Schwinggüte ($Q_{\text{mech}} \approx 30000$), geringe Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit und kleines Filtervolumen.

Legierung	E-Modul in kN/mm ²	G-Modul in kN/mm ²	Schallgeschwindigkeit in m/s		TK der Schallgeschwindigkeit	Vickers- härte
			longitudinal	torsional		
THERMELAST 4002	194-206	61-71	4840-4980	2840-2920	} $\leq (5 \dots 10) \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$	>380
THERMELAST 5409	176-190	—	4620-4800	—		>400
THERMELAST 4290	—	61-68	—	2720-2860		>400

Tabelle 2.3-2. Eigenschaften von THERMELAST-Legierungen für Metallresonator-Filter.

2.3.2 Entwurf von Metallresonator-Filtern

In der Anfangszeit der mechanischen Frequenzselektion durch Metallresonator-Filter erfolgte die Berechnung vorwiegend mit der Wellenparametertheorie [24]. Ausgangspunkt waren die Analogien zwischen elektrischen und mechanischen Größen. Im geschwindigkeitsgekoppelten Filterelement entspricht der mechanischen Kraft der elektrische Strom und die mechanische Geschwindigkeit der elektrischen Spannung. Die Forderungen des Toleranzschemas konnten zunächst in einer Wellenparameterschaltung realisiert werden. Mit dem Anwenden elektromechanischer Äquivalenzen und dem Umsetzen des elektrischen Ersatzschaltbildes in die mechanische

* THERMELAST: Konstantmodul-Legierungen der Vacuumschmelze Hanau.

Struktur war die Berechnung mechanischer Filter durchgeführt. Die Entwicklung der digitalen Rechentechnik ermöglichte in der folgenden Zeit die Synthese mechanischer Filter nach der Betriebsparametertheorie. Bild 2.3-5 verdeutlicht für ein dreikreisiges Metallresonator-Filter das Umsetzen der mechanischen Struktur in ein elektrisches Ersatzschaltbild. Die drei mechanischen Schwinger (Bild 2.3-5a) mit den Resonanzfrequenzen f_1 , f_2 und f_3 führen zu den drei elektrischen Schwingkreisen in Bild 2.3-5b. Die beiden Kondensatoren C_0 repräsentieren die statischen Kapazitäten der Piezokeramikscheiben. In praktischen Filtern treten die Wandlerelemente nicht streng abgegrenzt von den Resonatoren und Kopplern auf (vgl. Bild 2.3-1). Die durch Piezokeramikscheiben realisierten Eingangs- und Ausgangswandler werden häufig auf die Anfangs- und Endresonatoren aufgelötet. Die drei Resonatoren in Bild 2.3-5a sind durch einen *longitudinal* schwingenden Koppeldraht verbunden. Für die Berechnung des elektrischen Ersatzschaltbildes können alle Synthese-, Analyse- und Optimierungsprogramme der RLC-Netzwerke Verwendung finden. Für die Übertragung dieser RLC-Prototypen in mechanische Strukturen finden sich in der Literatur eine Reihe von Äquivalenzrelationen [25-28].

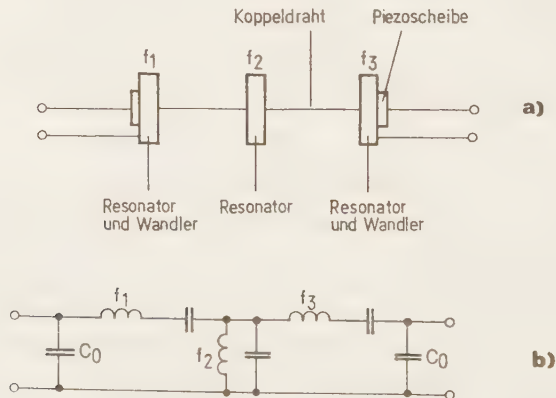


Bild 2.3-5. Umsetzen eines dreikreisigen Metallresonatorfilters mit längsgesetzten Biegeschwingern in ein elektrisches Ersatzschaltbild. a) Mechanisches Filter, b) elektrisches Ersatzschaltbild

Ein allgemeines Ersatzschaltbild für ein mechanisches Filter ist in Bild 2.3-6 angegeben. Hier sind in Erweiterung von Bild 2.3-5b die longitudinal schwingenden Koppeldrähte durch die linearen Vierpole mit den Kettenmatrizen $\mathbf{A}_\lambda$, $\lambda = 1, 2, \dots, v$ beschreibbar.

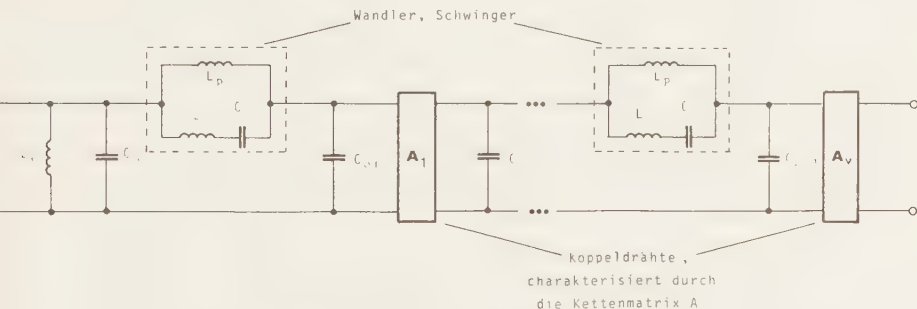


Bild 2.3-6. Allgemeines Ersatzschaltbild für Metallresonatorfilter

2.3.3 Endliche Übertragungsnullstellen in Metallresonator-Filtern

Eine der ersten Realisierungen endlicher Dämpfungspole bildete die kapazitive Überbrückung des mechanischen Filters [22,23].^{*} Dieses Verfahren wurde überwiegend zum Erzeugen eines Übertragungsnullstellenpaares in keramischen Filtern verwendet [30,31]. Für das Metallresonator-Filter aus Bild 2.3-5 resultiert bei einer kapazitiven Überbrückung das Ersatzschaltbild in Bild 2.3-7.

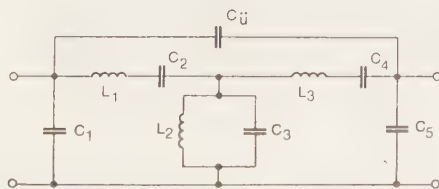


Bild 2.3-7. Kapazitive Überbrückung des Filters aus Bild 2.3-5.

Für Metallresonator-Filter erwies sich die Überbrückung einzelner Resonatoren durch Koppeldrähte vorteilhaft [32,33]. Am Beispiel der Verkopplung von drei Torsionsresonatoren (Bild 2.3-8a)

^{*} Die Überbrückung erfolgt rein elektrisch außerhalb der mechanischen Filterstruktur.



Bild 2.3-8a. Mechanische Überkopplung an drei Torsionsresonatoren

soll diese Methode beschrieben werden. Die mechanische Überkopplung äußert sich im elektrischen Ersatzschaltbild (Bild 2.3-8b) als idealer Übertrager mit einer Serienprimärinduktivität. Ist die Koppeldrahtlänge ℓ kleiner als die halbe akustische Wellenlänge λ_a , wirkt der ideale Übertrager $\dot{U}$ wie ein 1:1-Wandler. Im Frequenzgang entsteht bei $f_{\infty 2}$ ein Dämpfungspol. Für $\lambda_a/2 < \ell < \lambda_a$ arbeitet der ideale Übertrager wie ein Phaseninverter, der Dämpfungspol befindet sich bei $f_{\infty 1}$.

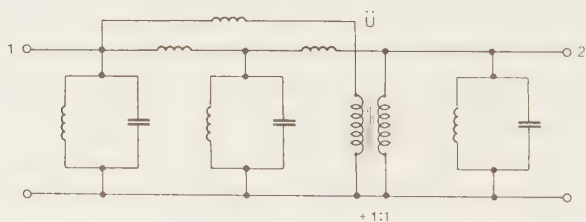


Bild 2.3-8b. Äquivalentes elektrisches Ersatzschaltbild zu Bild 2.3-8a

Die Überbrückung von zwei Resonatoren führt zu einem symmetrischen Übertragungsnullstellenpaar. Bild 2.3-8c verdeutlicht diese Ergebnisse.

Weitere Möglichkeiten zur Realisierung endlicher Übertragungsnullstellen ergeben sich aus speziellen Resonatorstrukturen. Durch eine Abstufung des Schwingerwellenwiderstands rücken Nullstellen aus den Unendlichen zu endlichen Frequenzpunkten [34,35].

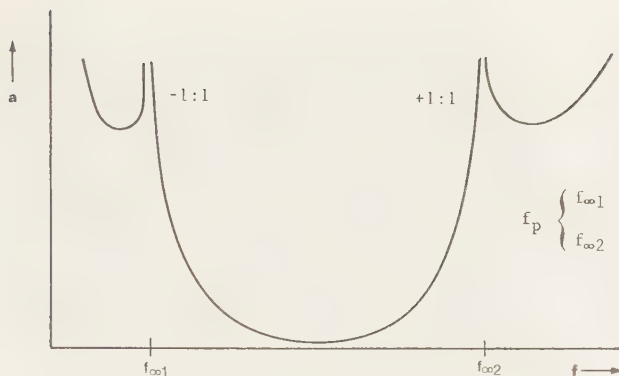


Bild 2.3-8c. Prinzipieller Verlauf $a(f)$ für das Torsionsresonatorfilter aus Bild 2.3-8a

2.3.4 Praktische Filter

Abschließend werden einige praktische Filter vorgestellt. Bild 2.3-9 zeigt ein Biegeschwingerfilter mit 12 Resonatoren für den Frequenzbereich (48,3–51,4) kHz.

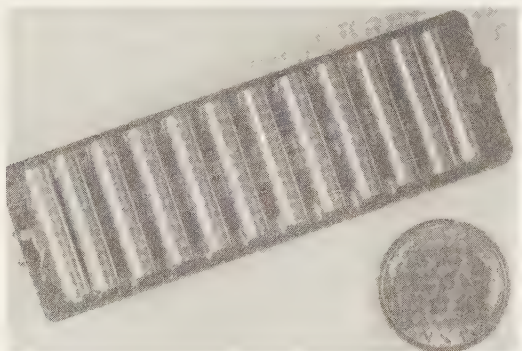


Bild 2.3-9. Biegeschwingerfilter mit 12 Resonatoren für den Frequenzbereich (48,3–51,4) kHz

Die Ein- und Ausgangswandler sind durch je eine aufgelötete Piezokeramikscheibe (Bild 2.3-10) realisiert. Ein longitudinal schwingender Koppeldraht verbindet die einzelnen Resonatoren (Bild 2.3-11). Bedingt durch die Grundfrequenzschwingungen der Resonatoren ergeben sich zwei Schwingungsknoten, in denen Haltestifte angebracht sind. In Bild 2.3-12 sind die folgenden Fil-

ter übersichtsmäßig gegenübergestellt:

- Ein zweikreisiges Signalfilter (51,84 kHz) für die Sende-
richtung (Resonatoren und Wandler fallen zusammen).
- Ein 12-kreisiges Kanalfilter für (48,3 ... 51,4) kHz mit
zusätzlichen elektrischen Anpassungsnetzwerken.
- Ein dreikreisiges Signalfilter (51,84 kHz) für die Emp-
fangsrichtung.

Ein dreikreisiges Signalfilter ist in Bild 2.3-13 detailliert dargestellt.



Bild 2.3-10. Piezokeramischer Wandler des Filters aus Bild 2.3-9



Bild 2.3-11. Longitudinal schwingender Koppeldraht des
Filters aus Bild 2.3-9

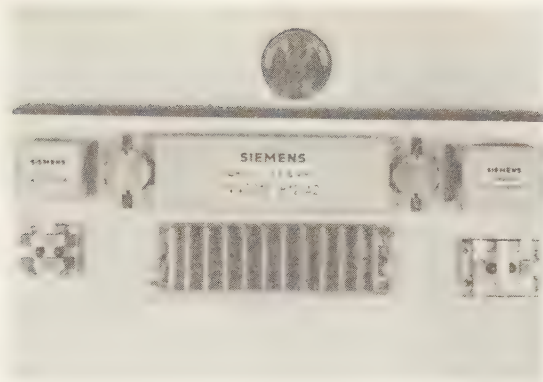


Bild 2.3-12. Mechanische Metallresonatorfilter für die Trägerfrequenztechnik. Links: Zweikreisiges Signalfilter für die Senderichtung, Mitte: 12-kreisiges Kanalfilter mit zusätzlichen elektrischen Anpassungsnetzwerken, Rechts: Dreikreisiges Signalfilter für die Empfangsrichtung

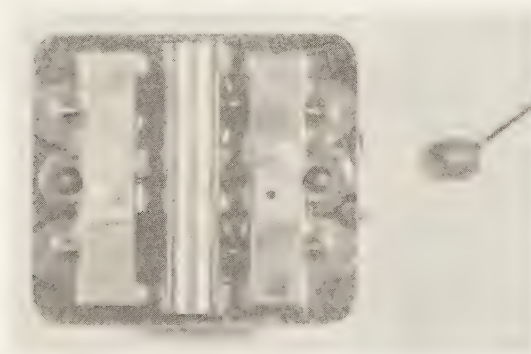


Bild 2.3-13. Detailbild eines dreikreisigen Signalfilters

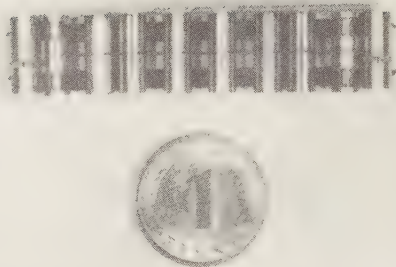


Bild 2.3-14. 10-Resonator-Filter mit zwei endlichen Dämpfungs-
polen (SIEMENS AG)

Schließlich enthält Bild 2.3-14 ein 10-Resonator-Filter mit zwei endlichen Dämpfungs-*polen* (*zwei Überkopplungen*) der aktuellen Fertigung. Neben den Biegeschwingerresonatoren werden zwei Torsions-Hantel-Resonatoren verwendet. Das Filter realisiert einen Bandpaß für den Frequenzbereich (128,3 ... 131,4) kHz. Die Betriebsdämpfung ist in Bild 2.3-15, die Laufzeit in Bild 2.3-16 dargestellt. Die Entwicklung mechanischer Filter mit Metallresonatoren ist bezüglich der Fertigungstechnologie konstituiert.

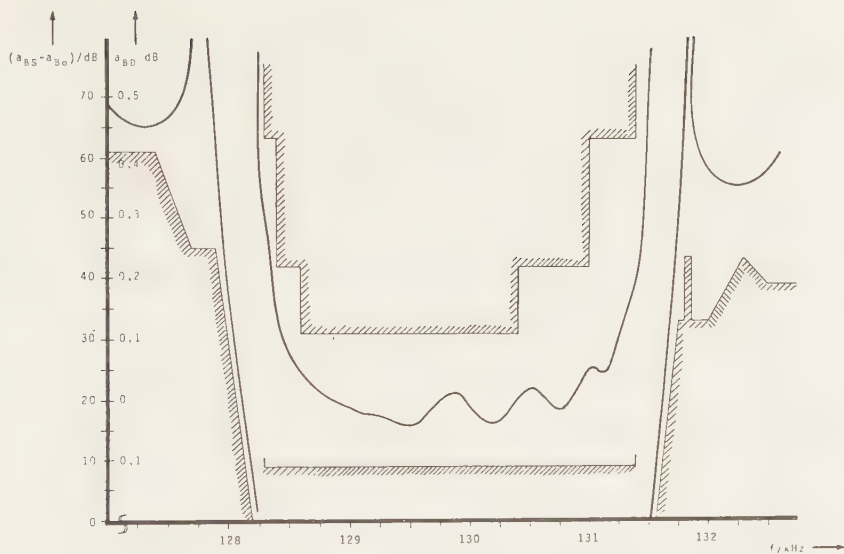


Bild 2.3-15. Betriebsdämpfung des Filters aus Bild 2.3-13

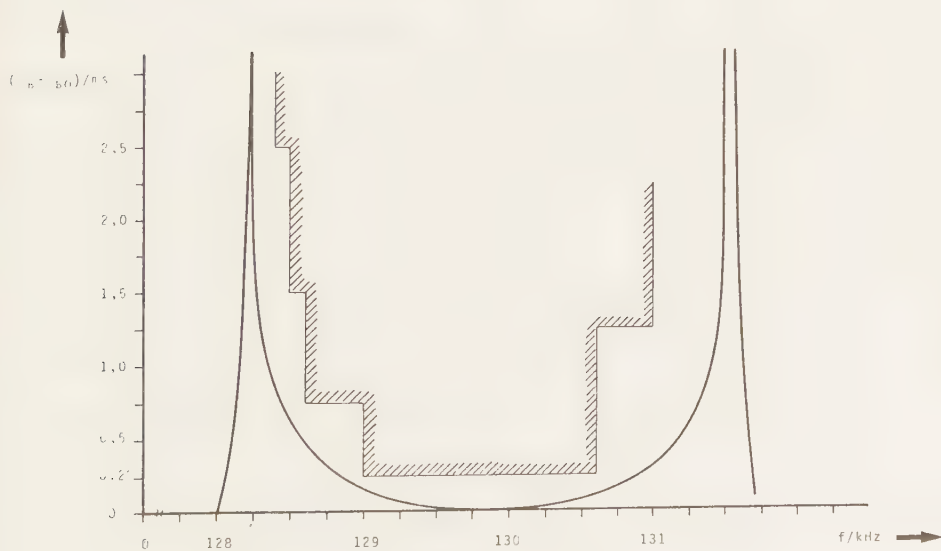


Bild 2.3-16. Laufzeit des Filters aus Bild 2.3-13

2.3.5 Schrifttum zur Mechanischen Frequenzselektion durch Metallresonator-Filter

- [1] Adler, R.: Compact Electromechanical Filter. Electronics, Vol. 20, 1947, S. 100-105.
- [2] Poschenrieder, W.: Physik und Technik der elektromechanischen Wellenfilter. Frequenz, Bd. 12, 1958, H. 8, S. 317-325.
- [3] Katz, H.W.: Solid state magnetic and dielectric devices. J. Wiley & Sons, New York 1959.
- [4] Martin, E.: Übersicht über die elektroakustischen Wandler mit Hilfe von Kettenmatrizen. AEÜ, Bd. 16, 1962, S. 600-608.
- [5] Albsmeier, H.: Über Antriebe für elektromechanische Bandpässe mit piezoelektrischen Wandlern. Frequenz, Bd. 19, 1965, H. 4, S. 125-133.
- [6] Schüssler, H.: Darstellung elektromechanischer keramischer Wandler als Dickenserschwinger mit piezoelektrischer und piezomagnetischer Anregung. AEÜ, Bd. 22, 1968, H. 8, S. 399-406.
- [7] Hälsig, C.: Moderne mechanische Frequenzselektion. VEB-Verlag Technik, Berlin 1970.
- [8] Schüssler, H.: Filter mit mechanischen Resonatoren. Bull. ASE 60, 1969, H. 6, S. 216-222.
- [9] Güls, P.: Mechanische Filter für Kanalumsetzer. AEG-Telefunken, Jahrbuch 77/78-Weitverkehr und Kabeltechnik, S. N22:11-16.
- [10] Börner, M.; Schüssler, H.: Miniaturisierung mechanischer Filter. Telefunken-Ztg., Bd. 37, 1964, H. 3/4, S. 228-246.
- [11] Schüssler, H.: Mechanische Filter mit piezoelektrischen Wandlern. Telefunken-Ztg., Bd. 39, 1966, H. 3/4, S. 429-439.
- [12] Hälsig, C.: Nomogramm-Kette zur optimalen Dimensionierung magnetomechanischer Filterkörper. Nachrichtentechnik, Bd. 22, 1972, H. 8, S. 261-264.
- [13] Albsmeier, H.: Ein Vergleich der Realisierungsmöglichkeiten elektromechanischer Kanalfilter im Frequenzbereich 12 kHz bis 10 MHz. Frequenz, Bd. 25, 1971, H. 3, S. 74-79.

- [14] Schüssler, H.: Überblick über die Entwicklung nachrichtentechnischer Bauelemente mit elektromechanischen Schwingern. Elektronik-Anzeiger, Bd. 2, Teil I: H. 10, S. 191-219, Teil II: H. 11, S. 217-219.
- [15] Albsmeier, H.; Günther, A.E.; Volejnik, W.: Some Special Design Considerations for a Mechanical Filter Channel Bank. IEEE Trans. Communic., Vol. Com-22, H. 7, S. 935-940.
- [16] Börner, M.: Mechanische Filter mit Biegekopplung. AEÜ, Bd. 15, 1961, H. 4, S. 175-180.
- [17] Börner, M.: Transformation der Kopplung in mechanischen Filtern mit beidseitig frei schwingenden Biegeresonatoren. AEÜ, Bd. 16, 1962, H. 7, S. 355-358.
- [18] Börner, M.: Mechanische Filter mit biegegekoppelten Biegeresonatoren und koppelfrei Biegefilter. AEÜ, Bd. 16, 1962, H. 9, S. 459-464.
- [19] Börner, M.: Zum Nebenwellenverhalten von Mikromodulfiltern (Biegeebenenwellen in biegegekoppelten Longitudinalfiltern). AEÜ, Bd. 16, 1962, H. 10, S. 532-534.
- [20] Johnson, R.A.: Mechanical filters using disk and bar flexure-mode resonators. L'ONDE ELECTRIQUE, Vol. 58, 1978, S. 141-148.
- [21] Künemund, F.: Channel Filters with Longitudinally Coupled Flexural Mode Resonators. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber., Bd. 1, 1972, Nr. 4, S. 325-328.
- [22] Johnson, R.A.; Günther, A.E.: Mechanical Filters and Resonators. IEEE Trans. Sonics and Ultrason., Vol. SU-21, 1974, H. 4, S. 244-256.
- [23] Boll, R.: Weichmagnetische Werkstoffe. Herausgeber: Vacuumschmelze GmbH, Hanau. Siemens-Verlag, München 1977.
- [24] Börner, M.: Berechnung Mechanischer Filter. Elektron. Rundsch., 1961, H. 1, S. 11-14.
- [25] Kampfenkel, H.: Iterative Synthese symmetrischer elektromechanischer Filter. NTZ, Bd. 26, 1973, H. 9, S. 401-407.
- [26] Kohlhammer, B.; Schüssler, H.: Berechnung allgemeiner mechanischer Koppelfilter mit Hilfe von äquivalenten Schaltungen aus konzentrierten elektrischen Schaltelementen. Wiss. Ber. AEG-Telefunken, Bd. 41, 1968, H. 3, S. 150-159.

- [27] Hurley, N.V.; Bolton, H.R.: High-performance low-pass filter utilising a mechanical energy store. Proc. IEE, Vol. 124, 1977, H. 1, S. 61-66.
- [28] Johnson, R.A.: The Design of Mechanical Filters with Bridged Resonators. Proc. 1975, IEEE, Int. Symp. on Circ. and Syst., 1975, S. 313-316.
- [29] Johnson, R.A.; Börner, M.; Konno, M.: Mechanical Filters - A Review of Progress. IEEE Trans. Son. & Ultrason., Vol. SU-18, 1971, S. 155-170.
- [30] Yoda, H.: Quartz crystal mechanical filters. Proc. Annu. Frequency Control Symposium, May 1959.
- [31] Poschenrieder, W.; Schöfer, F.: Das elektromechanische Quarzfilter - ein neues Bauelement für die Nachrichtentechnik. Frequenz, Bd. 17, 1963, S. 88-94.
- [32] Börner, M.: Mechanische Filter mit Dämpfungspolen. AEÜ, Bd. 17, 1963, S. 103-107.
- [33] Johnson, R.A.: A single-sideband disk-wire type mechanical filter. IEEE Trans. Component Parts, Vol. CP-11, 1964, S. 3-7.
- [34] Albsmeier, H.: Mechanische Bandpässe mit mechanisch erzeugten, frei wählbaren Dämpfungspolen. Frequenz, Bd. 17, 1963, S. 442-445.
- [35] Lucas, A.: Plattenförmige elektromechanische Filter mit Dämpfungspolen. AEÜ, Bd. 17, 1963, S. 230-236.
- [36] Günther, A.E.; Albsmeier, H.; Traub, K.: Mechanical Channel Filters Meeting CCITT Specification. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 102-108.
- [37] Sheahan, D.F.; Johnson, R.A.: Modern Crystal and Mechanical Filters. IEEE Press, New York 1977.
- [38] Deckert, J.; Güls, P.: Mechanische Filter für Kanalumsetzer. Techn. Mitteilg. AEG-Telefunken, Bd. 64, 1974, H. 2/3, S. 74-76.

2.4 Mechanische Frequenzselektion durch keramische Filter

Keramische Filter wurden zunächst als *Zwei-* oder *Dreielektroden-schwinger* realisiert. Zusammen mit diskreten elektrischen Bauelementen (namentlich Kondensatoren) entstanden die *keramischen Filtersätze*. Im Gegensatz zu den monolithischen Keramik- (gelegentlich auch *Kristall*-) Filtern der aktuellen Technik können die Einzelschwinger als konzentrierte Bauelemente betrachtet werden. Für keramische Filter eignen sich die folgenden piezoelektrischen Sinterwerkstoffe:

- Polykristallines Blei-Zirkonat-Titanat (*PZT-Keramik*)
- Barium-Titanat
- Lithiumsulfat
- Ammoniumhydrogenphosphat
- Kaliumphosphat
- Kaliumtartrat-Hemihydrat (DKT)
- Ätylendiamintartrat-Anhydrit (EDT)

Dominierend werden die beiden ersten Materialien verwendet.

2.4.1 Keramische Einzelschwinger

a) Zweipolige keramische Schwinger

Gemäß der in Abschn. 2.2 getroffenen Abgrenzung mechanischer Filter sind die keramischen Einzelschwinger (gleichermaßen die Filtersätze) zu den mechanischen Einzelementen zu rechnen. Zweipolige keramische Filterelemente bestehen im wesentlichen aus einer beidseitig metallisierten piezoelektrischen Keramikscheibe (Bild 2.4-1).

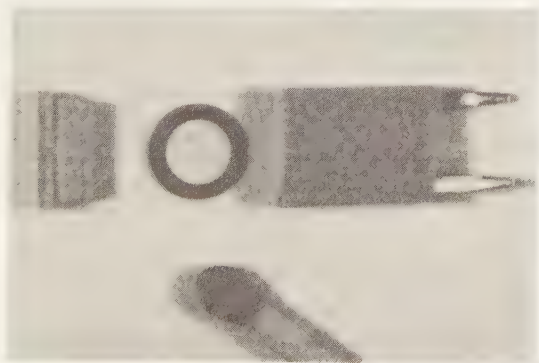


Bild 2.4-1. Zweipoliges keramisches Filterelement mit metallisierter piezoelektrischer Keramikscheibe (MURATA, Japan)

Die Kontaktierung erfolgt durch Druckkontakte im Kunststoffgehäuse. Das elektrische Ersatzschaltbild (Schmalbandnäherung) gleicht dem eines Quarzschwingers (vgl. Abschn. 2.5), allerdings liegen die Gütewerte nur zwischen 500 und 1500. Eine Wechselspannung an den Elektroden der Keramikscheibe führt zu mechanischen Schwingungen in radialer Richtung. Der Scheibendurchmesser bestimmt neben den Keramikeigenschaften die Frequenz dieser Grundschiwingung [1,2]. Weitere Eigenresonanzen (Nebenwellen) treten in nichtperiodischer Folge auf. Ihre Frequenzen ergeben sich aus den Nullstellen einer Besselfunktion. Zweielektrodenschwinger werden vorteilhaft in Oszillatorschaltungen eingesetzt, während für Rundfunkfilter Dreielektrodenanordnungen günstiger sind [3].

Ein Zweielektrodenschwinger SFD 455 * wurde meßtechnisch untersucht. In Tabelle 2.4-1 sind die wesentlichen Materialeigenschaften zusammengestellt [4,5]. Während Bild 2.4-2 den Verlauf der Durchlaßdämpfung a_D - a_{D0} für drei Temperaturwerte zeigt, enthält Bild 2.4-3 die Frequenzabhängigkeit der Sperrdämpfung a_S - a_{D0} .

Eigenschaft	Wert
Abmessungen	5,65mm $\varnothing$ x 0,4mm
ϵ	650
$\tan\delta$ ($f=1\text{kHz}$)	0,5%
elektromechanischer Koppelfaktor	0,25
$Q(f=455\text{kHz})$	1600
$f\text{-TK}$	(-40...-12)ppm/K
$\epsilon\text{-TK}$	(1,8...2,1) $\cdot 10^3$ ppm/K
$Q\text{-TK}$	(-8...-5) $\cdot 10^3$ ppm/K

Tabelle 2.4-1. Einige Eigenschaften des zweipoligen Radialschwingers SFD 455.

*Radialschwinger der Firma MURATA, Japan.

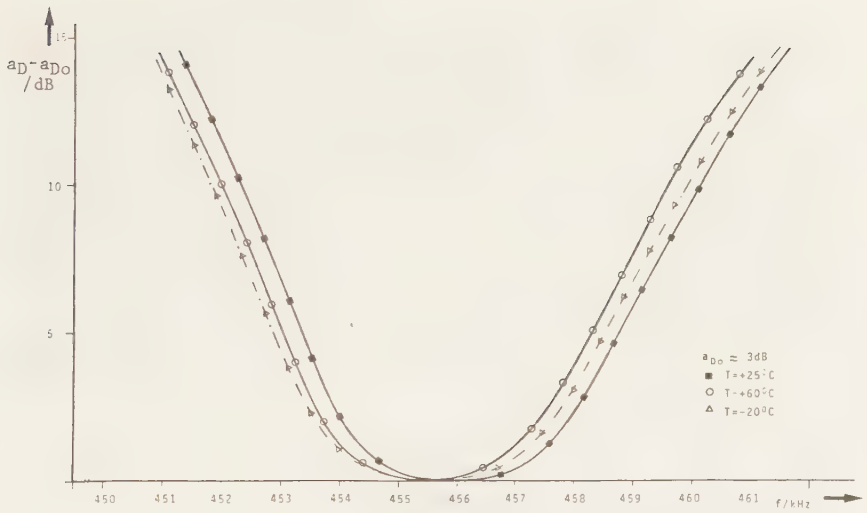


Bild 2.4-2. Durchlaßdämpfung $a(f, T)$ des Zweielektrodenoscillators SFD 455 für drei Temperaturwerte

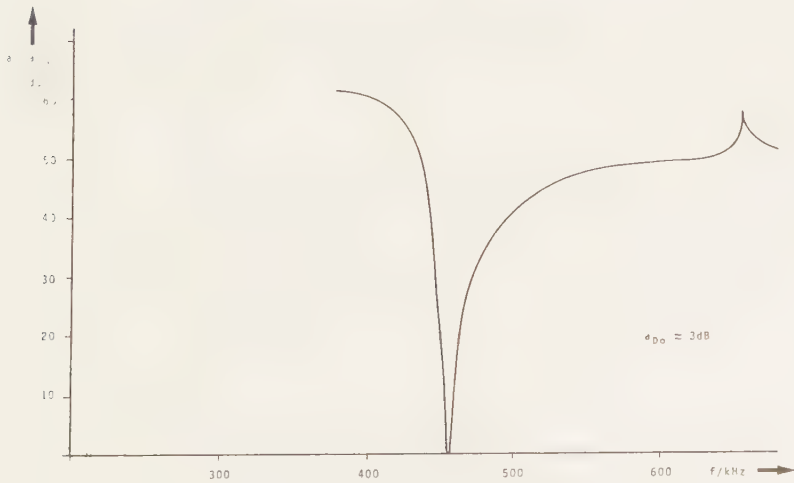


Bild 2.4-3. Sperrdämpfung des Keramikelements SFD 455

b) Dreipolige keramische Filterelemente

Dreielektrodenschwinger bestehen aus einer Keramikscheibe mit drei Metallelektroden. Für die Geometrie einer derartigen Anordnung sind verschiedene Lösungen bekannt [6,7]. Die Struktur in Bild 2.4-4 besitzt zwei konzentrische Elektroden auf der einen Scheibenseite (Eingang, Ausgang), während die zweite Keramikfläche nahezu vollständig metallisiert ist. Die Gesamtfunktion entspricht den Eigenschaften von zwei mechanisch gekoppelten Zweielektrodenschwingern. Das in Resonanznähe der benutzten Schwingung gültige Ersatzschaltbild (Bild 2.4-5) enthält einen idealen Übertrager, dessen Übersetzungsverhältnis die Eingangs-Ausgangskopplung beschreibt. In Bild 2.4-6 ist das häufig benutzte Schaltsymbol angegeben.

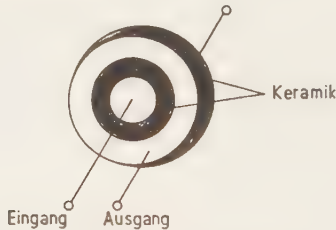


Bild 2.4-4. Dreipoliges keramisches Filterelement

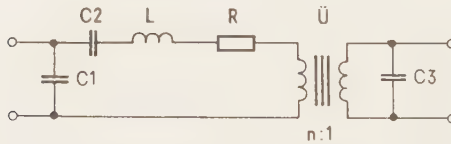


Bild 2.4-5. Ersatzschaltbild in Resonanznähe für das Keramikelement aus Bild 2.4-4

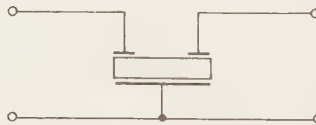


Bild 2.4-6. Schaltsymbol für Dreielektrodenschwinger

c) Filtersätze aus keramischen Resonatoren

Zwei- und Dreielektrodenschwinger können zusammen mit elektrischen Bauelementen zu einem Filterblock verbunden werden [8]. In Bild 2.4-7 sind einige Schaltungskonfigurationen für Keramikfilter zusammengestellt. Die Schaltungen in Bild 2.4-7a,b bilden aus der Quarzfiltertechnik bekannte Differentialbrückenschaltungen mit Zweielektroden-Resonatoren nach. In Bild 2.4-7c,d sind zwei mit Kondensatoren und Dreielektrodenschwingern aufgebaute Filter gezeigt. Berechnungsmethoden für derartig verschaltete Keramik-Resonatoren können der Arbeit [8] entnommen werden. Alle Keramikfilter liegen im Hinblick auf Güte und Frequenzstabilität weit unter den Metallresonatorfiltern, beispielsweise um den Faktor 100 für die Filtergüte.

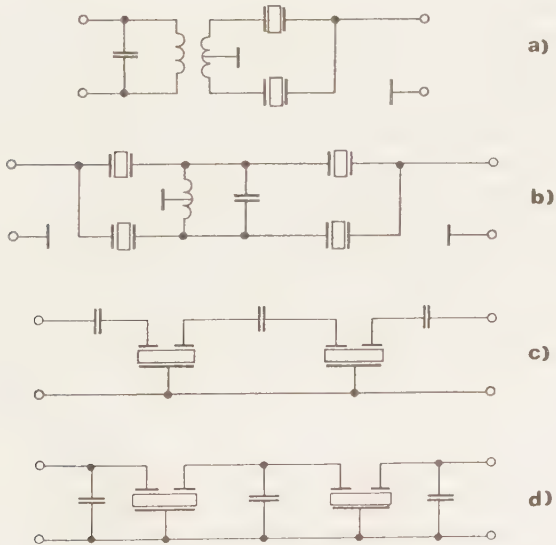


Bild 2.4-7. Einige Schaltungskonfigurationen für keramische Filtersätze: a,b) Differentialbrückenschaltungen mit Zweielektrodenschwingern; c,d) Schaltungen mit Dreielektrodenschwingern

2.4.3 Monolithische Keramikfilter

Die fortschreitende Miniaturisierung elektrischer Bauelemente und Geräte führte zu entsprechenden Forderungen an die Filtertechnik. Konventionell aufgebaute Quarzfilter, Metallresonator-Filter, aber auch die besprochenen keramischen Filter liegen volumenmäßig weit über den integrierten Schaltungen der Halbleitertechnologie. Monolithische (vollständig auf einem Substrat realisierte) Quarz-, Keramik- und Oberflächenwellenfilter ermöglichen miniaturisierte Filterfunktionen bis in den GHz-Bereich. Das Gebiet der monolithischen Filter kann zunächst in die Bereiche "Volumenwellen" (monolithische Quarz- und Keramikfilter) und "Oberflächenwellen" (akustische Oberflächenwellenfilter) aufgeteilt werden (vgl. Bild 2.2-2).

a) Prinzip monolithischer Filter

Auf einem piezoelektrischen Substrat S (z.B. Quarz, PZT-Keramik) werden durch die Elektrodenpaare E begrenzte Resonanzbereiche gebildet (Bild 2.4-8). Ein Koppelsteg KS ermöglicht eine definierte Schwingungskopplung. Materialgrößen, die Geometrie der Elektroden und die Abmessungen des Koppelstegs beeinflussen den Kopplungsfaktor der Anordnung. Bei einer geeigneten Dimensionierung befindet sich der größte Teil der Schwingungsenergie unter den Elektrodenbereichen. Außerhalb dieser Gebiete klingt die Schwingungsamplitude exponentiell ab. Dieses "Energiefangprinzip" wird häufig mit "Energy Trapping" bezeichnet. Die ausgekoppelte Schwingungsenergie verbindet die einzelnen Resonatoren akustisch miteinander [9-12].

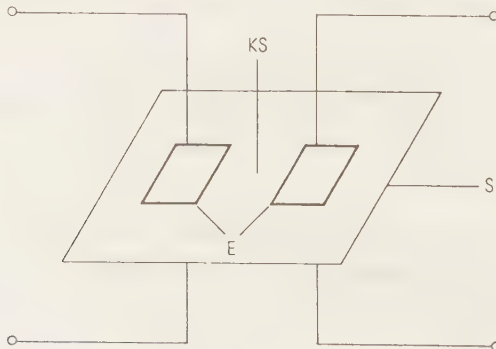


Bild 2.4-8. Prinzip monolithischer Filter

Monolithische Quarzfilter nach diesem Prinzip werden im Abschn. 2.5 erörtert.

b) Monolithische Keramikfilter mit "Energy-Trapping"

Für diese miniaturisierten Filter findet vorrangig PZT-Keramik Verwendung. Zur Struktur in Bild 2.4-8 kann dann ein äquivalentes elektrisches Ersatzschaltbild angegeben werden (Bild 2.4-9) [13].

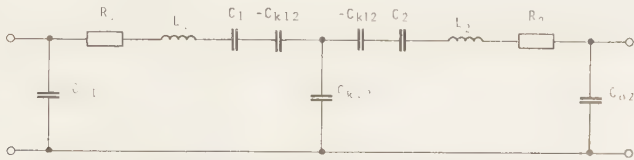


Bild 2.4-9. Elektrisches Ersatzbild zur Struktur in Bild 2.4-8

Die Größen R_i , L_i , C_i ; $i = 1, 2$ beschreiben die elektrischen Ersatzelemente der beiden piezoelektrischen Resonatoren (L : Schwingende Masse, C : Elastizität, R : Mechanische Verluste). In C_{oi} sind die statischen Kapazitäten zusammengefaßt, C_k beschreibt die Kopplung der Resonanzgebiete. Für die auf das piezoelektrische Substrat aufgedampften Metallelektroden sind vielfältige geometrische Formen bekannt. Bild 2.4-10 zeigt eine häufig verwendete Anordnung.

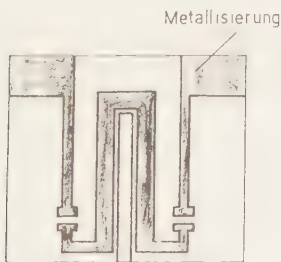


Bild 2.4-10
Geometrische Form
eines monolithischer
Keramikfilters

Zwei kommerziell gefertigte monolithische Keramikfilter für 5,5 MHz und 27 MHz sind in Bild 2.4-11 dargestellt. Für ein 10,7 MHz-Filter dieser Serie enthält Bild 2.4-12 die Durch-

laß- und Bild 2.4-13 die Sperrdämpfung [4,5]. Bei erhöhten Forderungen können auch aus monolithischen Strukturen Filtersätze gebildet werden. Die Verkopplung der einzelnen Filter wird durch Kondensatoren ermöglicht. Diese Filtersätze finden in den Zwischenfrequenzstufen professioneller Nachrichtengeräte Einsatz. Piezoelektrische Resonatoren können auch in RC-aktiven-Filterschaltungen verwendet werden [21]. Abschließend zeigt Bild 2.4-14 einen kommerziell gefertigten keramischen Filtersatz.

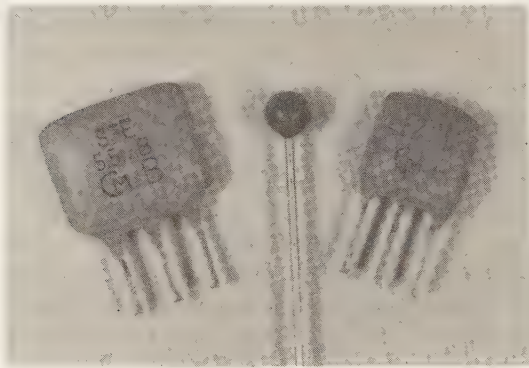


Bild 2.4-11. Zwei monolithische Keramikfilter für 5,5MHz und 27MHz (MURATA, Japan)

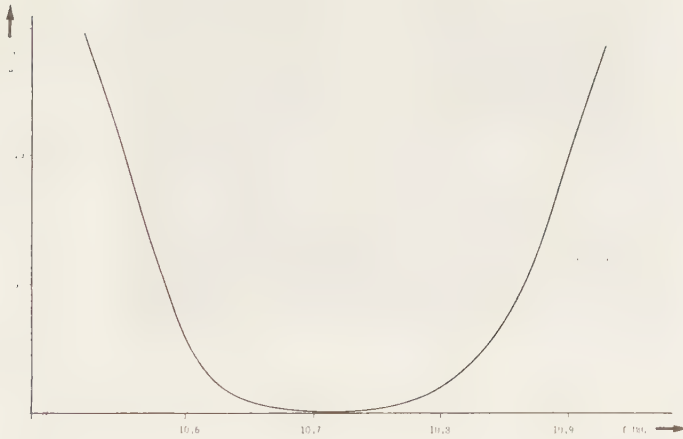


Bild 2.4-12. Durchlaßdämpfung für ein monolithisches
10,7MHz-Keramikfilter MURATA, Japan)

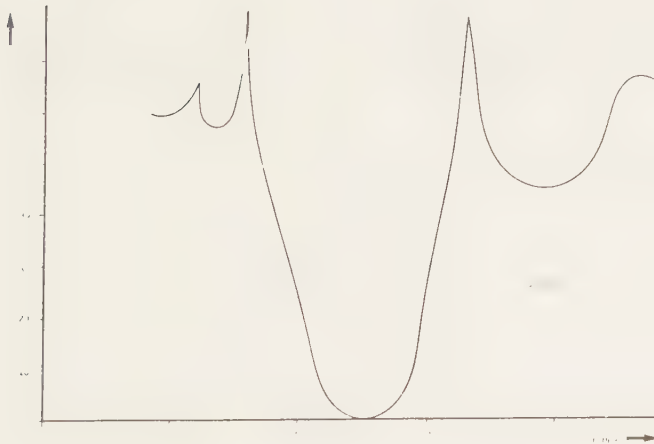


Bild 2.4-13. Sperrdämpfung des 10,7MHz-Filters aus Bild 2.4-12

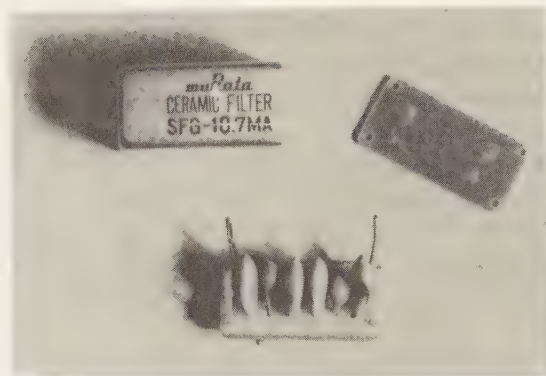


Bild 2.4-14. Ein Filterblock aus monolithischen Keramik-
filtern und Kondensatoren

2.4.4 Schrifttum zur mechanischen Frequenzselektion durch keramische Filter

- [1] Kohlbacher, G.; Kohlhammer, B.; Schüssler, H.: Hybride Rundfunkfilter mit keramischen Resonatoren und Filtern. Wiss. Ber. AEG-Telefunken, Bd. 43, 1970, H. 2, S. 120-139.
- [2] Rienecker, W.: Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik. Funkschau 1980, H. 3, S.55-58, H.4, S.63-65.
- [3] [2.3/8]
- [4] Stettner & Co., 8560 Lauf: Katalog Technische Keramik, Keramikfilter.
- [5] Albsmeier, H.: Persönliche Korrespondenz (Siemens AG München).
- [6] Schüssler, H.: Einkreisige keramische Filterelemente. AEÜ, Bd. 17, 1963, H. 5, S. 223-229.
- [7] Schuhmacher, H.: Piezoelektrische Festfrequenzfilter. Funkschau 1963, H. 9, S. 235-238.
- [8] Schüssler, H.: Filtersätze aus keramischen Schwingern. AEÜ, Bd. 17, 1963, H. 11, S. 519-524.
- [9] [2.3/37]

- [10] Onoe, M.: Crystal, Ceramic and Mechanical Filters in Japan. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 75-102.
- [11] Simmonds, T.H.: The Evolution of the Discrete Crystal Single-Sideband Selection Filters in the Bell System. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 109-115.
- [12] Smythe, R.C.: Some Recent Advances in Integrated Crystal Filters. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 119-129.
- [13] Kohlbacher, G.: Entwurf mehrkreisiger Kristall- und Keramikfilter aus monolithischen Einzelfilterelementen mit Hilfe äquivalenter elektrischer Tiefpaßschaltungen. AEÜ, Bd. 25, 1971, S. 492-501.
- [14] Hafner, E.: Crystal Resonators. IEEE Trans. Son. & Ultrason., Vol. SU-21, 1974, S. 220-237.
- [15] Pearman, T.; et al.: Monolithic Crystal Filters. IEEE Trans. Son. & Ultrason., Vol. SU-21, 1974, S. 244-256.
- [16] Schüssler, H.: Ceramic Filters and resonators. IEEE Trans. Son. & Ultrason., Vol. SU-21, 1974, S. 257-267.
- [17] Keller, H.: Eigenschaften und Anordnungen piezoelektrischer Keramikfilter. Radio Mentor, 1962, S. 293-300.
- [18] Guntersdorfer, M.: Piezoelektrizität und ihre technische Bedeutung. Physik in unserer Zeit, 1976, H. 2, S. 48-58.
- [19] Schreckenbach, W.: Wellenausbreitung und Nebenwellenprobleme bei piezoelektrischen Resonatoren in Dickendehnungsschwingungen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 28, 1978, H. 9, S. 365-368.
- [20] Rennick, R.C.: An Equivalent Circuit Approach to the Design and Analysis of Monolithic Crystal Filters. IEEE Trans. Son. & Ultrason., Vol. SU-20, 1973, H. 4, S. 347-354.
- [21] Means, D.R.; Ghansi, M.: Inductorless Filter Design Using Active Elements and Piezoelectric Resonators. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-19, 1972, H. 3, S. 247-253.

2.5 Quarzanwendungen in der Filtertechnik

Die Verfahren zur Produktion synthetischer Quarzkristalle ermöglichten in den zurückliegenden 30 Jahren elektromechanische Bauelemente mit hoher Güte und niedrigem TK-Wert [1]. Tabelle 2.5-1 verdeutlicht die Vorteile des Quarzes gegenüber konventionellen LC- Filterschaltungen [2]. Zur Quarztechnologie kann auf die Arbeiten [1-3] verwiesen werden.

Resonanzsystem	TK der Resonanzfrequenzen in $1/K$	Güte	elektromechanischer Koppelfaktor in %
Quarz	$(2...10)10^{-8}$	$50...10^6$	$3...6$
Keramik	$(2...10)10^{-6}$	$300...3000$	$25...60$
LC-Kreis	$(1...5)10^{-5}$	$100...1400$	—

Tabelle 2.5-1. Einige Eigenschaften von Quarz-, Keramik- und LC-Kreisen im Vergleich.

2.5.1 Der Quarz als mechanisches Einzelelement

Neben dem Einsatz in Filterschaltungen werden Quarze in bekannter Weise als Ersatz für LC-Resonanzkreise in Oszillatorschaltungen verwendet. Ihr elektrisches Verhalten ist durch ein einfaches Ersatzschaltbild beschreibbar. In Resonanznähe der Grundfrequenz genügt eine Struktur nach Bild 2.5-1.

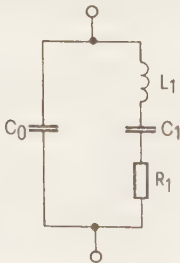


Bild 2.5-1. Elektrisches Quarzerersatzschaltbild in Resonanznähe der Grundfrequenz

Es ist Aufgabe der Technologie durch geeignete Halterungen und Elektrodenlagen jeweils nur eine der nach Bild 2.3-2 möglichen Schwingungsformen anzuregen. Aus Bild 2.5-1 resultieren für die Grundschiwingung zwei Resonanzstellen.

Die Serienresonanz

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.5-1)$$

und die Parallelresonanz

$$f'_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}} \quad (2.5-2)$$

Tabelle 2.5-2 faßt für vier Quarzschwingungen die wichtigsten Eigenschaften zusammen. Tabelle 2.5-3 beschreibt speziell einen 4 MHz-Quarz [4].

Schwingung	Frequenzbereich in MHz	Statische Parallel- kapazität C_0 in pF	dynamische Kapazität C_1 in fF	dynamische Induktivität L_1 in mH	dynamischer Verlustwiderstand R_1 in Ω
Grund - schwingung	1...20	2...20	5...60	2...4000	5...2000
3. Oberton	10...60	2...7	0,3...4	2...200	15...160
5. Oberton	50...100	2...7	0,2...1,4	2...30	20...140
7. Oberton	100...150	3...7	0,1...0,7	2...20	40...100

Tabelle 2.5-2. Eigenschaften der Ersatzschaltungselemente in vier Schwingungsbereichen.

C_0	5pF
C_1	15fF
L_1	100mH
R_1	100 Ω
Q	25000

Tabelle 2.5-3.
Typische Werte
eines 4MHz Quarzes.

In den folgenden Bildern sind einige praktische Quarze gegenübergestellt. Bild 2.5-2 enthält einen 46,95 MHz-Quarz und ein Stück Rohquarz. Bild 2.5-3 zeigt von links nach rechts Quarze für 10 kHz!, 2 MHz, 73,075 MHz (Oberschwingungsquarz), 7,64 MHz und 76,67 MHz.



Bild 2.5-2. Ein praktischer 46,95 MHz-Quarz und ein Rohquarzstück



Bild 2.5-3. Fünf weitere Quarze. Von links nach rechts:
1,0 kHz; 2 MHz; 73,075 MHz (Oberschwingungsquarz); 7,64 MHz
und 76,67 MHz

2.5.2 Quarzbrückenfilter

Dieser Filtertyp ist ein Beispiel für elektrisch verkoppelte mechanische Einzelemente. Realisierungen erreichen Gütewerte bis $Q = 100\ 000$ und Temperaturkoeffizienten von $2 \cdot 10^{-7}/K$. Frühe Filterschaltungen mit Schwingkristallen verwendeten symmetrische Brückenschaltungen nach Bild 2.5-4. Dazu äquivalente Schaltungen bilden die Differentialbrücke (Bild 2.5-5) und das

überbrückte T-Glied (Bild 2.5-6) [4-8].

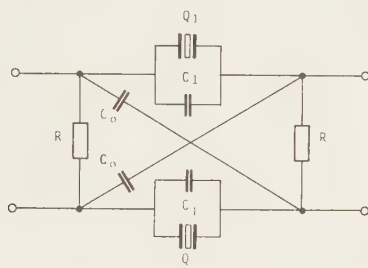


Bild 2.5-4. Symmetrische Quarzbrückenschaltung

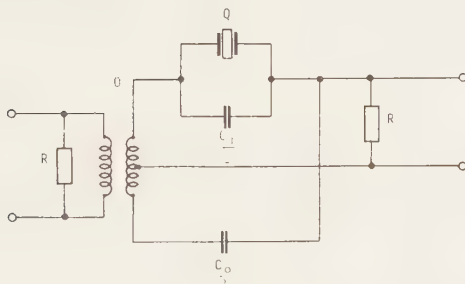


Bild 2.5-5. Quarz-Differentialbrücke (äquivalent zu Bild 2.5-4)

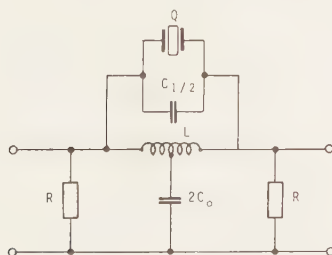


Bild 2.5-6. Überbrücktes Quarz-T-Glied (äquivalent zu Bild 2.5-4)

Der geringe Abstand Δf zwischen der Serienresonanzstelle f_s und dem Parallelresonanzpunkt f_p begrenzt die maximale Bandbreite dieser einfachen Quarzbrückenschaltungen. Die relative Bandbreite kann bis auf etwa 10% durch Schaltungen mit mehreren Quarzen und zusätzlichen Induktivitäten erhöht werden [7]. Bild 2.5-7 enthält ein elektrisch verkoppeltes Quarzbrückenfilter mit sechs Quarzen. Dieses schmalbandige Filter wird in Kurzwellenempfängern mit hochliegender Zwischenfrequenz verwendet [6]. Bei einer Mittenfrequenz von 73,03 MHz wird eine 3 dB-Bandbreite von 20 kHz erreicht (relative Bandbreite 0,027%). Das Filter wird durch die Kaskadierung von drei Brückenschaltungen realisiert. Jede Brücke enthält einen abgestimmten Differential-Ringkern-Übertrager. Zur Darstellung der vorteilhaften Betriebswerte von Quarzfiltern zeigt Bild 2.5-8 die Durchlaß- und Bild 2.5-9 die Sperrdämpfung.

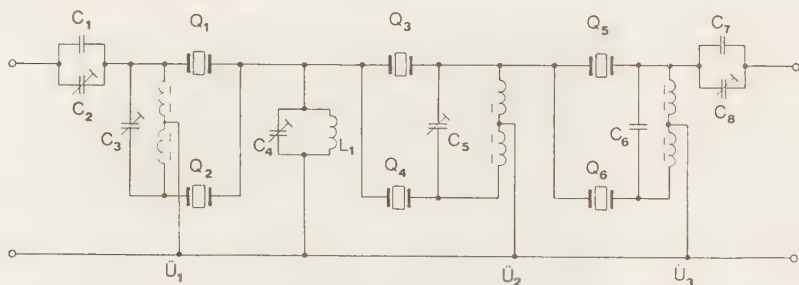


Bild 2.5-7. 73 MHz-Quarzbrückenfilter für schmalbandige Kurzwellenfilter

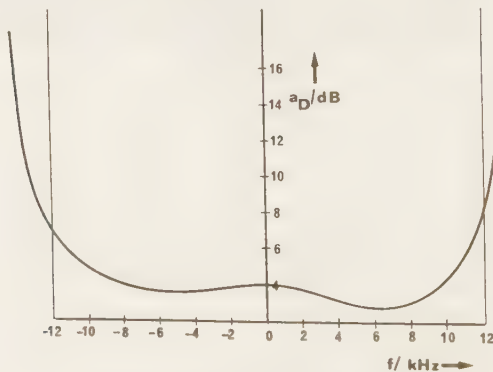


Bild 2.5-8. Durchlaßdämpfung des Filters aus Bild 2.5-7

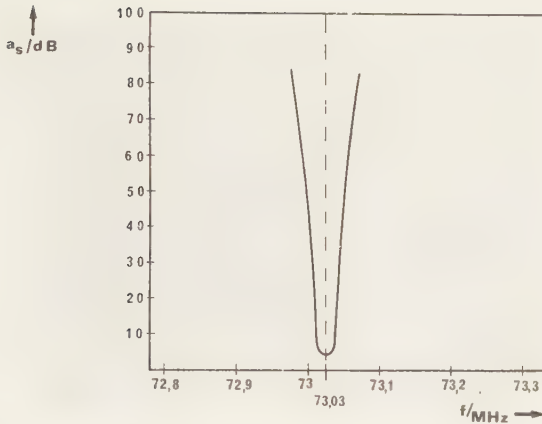


Bild 2.5-9. Sperrdämpfung des Filters aus Bild 2.5-7
(relative Bandbreite 0,027%)

2.5.3 Monolithische Quarzfilter

Monolithische Quarzfilter verwenden Mehrfachresonatoren, ähnlich den beschriebenen Dreielektrodenschwingern aus Bild 2.4-4. Ein *Doppelresonator* (Bild 2.5-10) wird in der Quarzfiltertechnik als "*Dual*" bezeichnet.

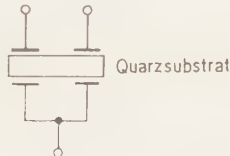


Bild 2.5-10. Monolithischer Quarzdoppelresonator (DUAL)

Die Anzahl der auf einem Substrat verkoppelten Resonatoren kann sehr unterschiedlich sein. Gemäß der Substratanzahl eines Filters wird deshalb häufig unterschieden zwischen *mono*-, *bi*- und *poly*lithischen Filtern. Bild 2.5-11 zeigt ein *monolithisches* (ein Substrat) Quarzfilter mit vier durch "*Energy Trapping*" verkoppelten Resonatoren.

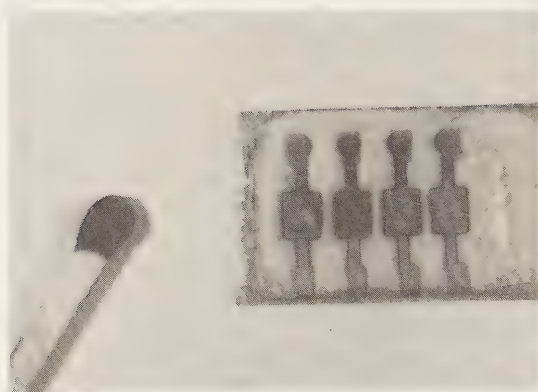


Bild 2.5-11. Monolithisches Quarzfilter mit vier durch "Energy Trapping" verkoppelten Resonatoren

Bei bi- oder polyolithischen Filtern werden die einzelnen Substrate durch Kondensatoren verkoppelt. Bild 2.5-12 demonstriert ein achtkreisiges bilithisches Filter. Im Grundwellenbetrieb können monolithische Quarzfilter bis etwa 20 MHz eingesetzt werden. Oberhalb dieser Frequenzgrenze ist Oberwellenbetrieb möglich [9-12].

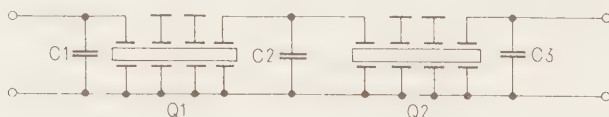


Bild 2.5-12. Achtkreisiges bilithisches Quarzfilter

2.5.4 Schrifttum zur Quarzanwendung in der Filtertechnik

- [1] Rabbetts, R.W.T.: Künstliche Quarzkristalle. Elektrisches Nachrichtenwesen, Bd. 42, 1967, H. 1, S. 81-88.
- [2] Kohlbacher, G.: Monolithische Quarz- und Keramikfilter. Int. Elektron. Rundsch., 1972, H. 9, S. 203-209.
- [3] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd.2, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1969.
- [4] Herzog, W.: Siebschaltungen mit Schwingkristallen. Vieweg Verlag, Braunschweig 1962.

- [5] Betzl, H.: Ein Beitrag zur Berechnung von eingliedrigen Quarzbrückenbandpässen mittlerer Bandbreite nach der Betriebsparametertheorie. Frequenz, Bd. 19, 1965, H. 6, S. 206-209.
- [6] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. 2. Hüthig & Pflaum Verlag, München-Heidelberg 1978.
- [7] [2.1/4].
- [8] Meinke, H.; Gundlach, F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, Berlin 1968.
- [9] Kohlbacher, G.: Monolithische Quarzfilter für den VHF-Bereich. Wiss. Ber. AEG-Telef., Bd. 49, 1976, H. 6, S. 248-253.
- [10] Neubig, B.: Monolithische Quarzfilter. Funkschau 1978, H. 10, S. 438-441.
- [11] Herzog, W.: Schmale Quarzbandfilter mit Verlusten. Int. elektron. Rundschau, 1965, H. 10, S. 555-558.
- [12] Peschl, H.: Der Quarz. Funkschau 1979, Teil 1: H. 7, S. 369-372; Teil 2: H. 8, S. 451-454.
- [13] Rave, W.: Die maximale Bandbreite schmaler Quarzbrückenfilter. AEÜ, 1951, H. 5, S. 455-458.
- [14] Hahn, H.: HF-Quarzfilter. Funkschau 1967, H. 8, S. 587-588.
- [15] Bechmann, R.: Schwingkristalle für Siebschaltungen. AEÜ, Bd. 18, 1964, H. 2, S. 129-136.

2.6 Mechanische Frequenzselektion durch Oberflächenwellenfilter

Die Selektionsmechanismen der Filter in den Abschnitten 2.4 und 2.5 können durch *Volumenwellen* beschrieben werden. Oberflächenwellen treten nicht nur auf Flüssigkeiten in Erscheinung, sondern auch auf elastischen Oberflächen eines Festkörpers. Nachdem vergleichbar mit Schallwellen ein Signaltransfer durch Teilchenschwingungen im Ausbreitungsmedium erfolgt, findet sich häufig die Bezeichnung "*akustische Oberflächenwellen*". Ihre Geschichte reicht bis in die Zeit von 1885 [1] (Lord Rayleigh gilt als Entdecker der Oberflächenwellen). Die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Oberflächenwellen beträgt materialspezifisch einige km/s. Im Bereich zwischen 3 MHz und 3 GHz variiert die Wellenlänge zwischen ungefähr 1 mm und 1 μ m. Hier zeigt sich der wichtigste Einsatzvorteil gegenüber elektrischen Anordnungen. Indem die geometrischen Abmessungen von Oberflächenwellenfiltern in der Größenordnung von Millimetern liegen, sind sie etwa 10^5 -mal kleiner als vergleichbare elektrische Netzwerke. Oberflächenwellenfilter sind prädestiniert für den Großserieneinsatz, ihre kostengünstige Technologie ermöglicht auch den Einsatz in Geräten der Unterhaltungselektronik. Wichtige Anwendungsbereiche sind die Fernsehtechnik (Bild-ZF-Filter) und Funkortungssysteme (Matched-Filter und Pulskommandierung in Radaranlagen). Die Theorie und die Technologie der Oberflächenwellenfilter ist gegenwärtig in weiten Bereichen konstituiert [2]. Die folgenden Abschnitte enthalten deshalb nur einen Überblick und fassen den Stand der Technik zusammen.

2.6.1 Grundaufbau von Oberflächenwellenfiltern

Für die Anregung einer Oberflächenwelle (OFW) auf einem Festkörper wird der piezoelektrische Effekt ausgenutzt. Auf einem piezoelektrischen Substrat (meist Lithiumniobat, LiNbO_3) setzt ein Eingangswandler das elektrische Signal in eine OFW um. Über ein Koppelfeld kann ein bestimmter Anteil vom Ausgangswandler wieder in eine elektrische Größe umgesetzt werden. Die Wandler können durch eine *Interdigitalstruktur* realisiert werden. Die geometrische Struktur der Wandler legt die Frequenzcharakteristik des OFW-Filters fest. Der beschriebene Grundaufbau ist in

Bild 2.6-1 enthalten.

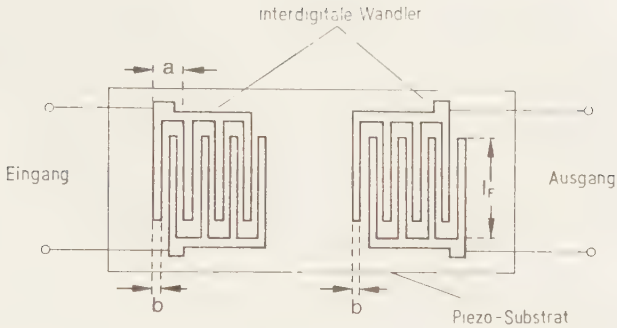


Bild 2.6-1. Grundaufbau eines Oberflächenwellen-Filters

2.6.2 Substrate

Die Substratmaterialien sind nach verschiedenen Kriterien auswählbar:

- Umwandlungsgrad von elektrischer Energie in mechanische und umgekehrt (*elektromechanischer Koeffizient*).
- Thermische Materialstabilität (*TK-Wert*).
- Akustische Materialdämpfung (von besonderer Bedeutung für Bauelemente mit extrem langen Laufzeiten, z.B. in der Radartechnik).

In Tabelle 2.6-1 sind die wichtigsten Kenngrößen von vier Substratmaterialien zusammengefaßt. Für breitbandigere Anwendungen in Geräten der Unterhaltungselektronik dominiert in der aktuellen Technik das Lithiumniobat [2,5-7].

Kristall	LiNbO ₃	Quarz	B ₁₂ GeO ₁₁	LiTaO ₃
Schnitt	Y	ST	Z	Z
Ausbreitungsrichtung	Z	X	[110]	Y
Ausbreitungsgeschwindigkeit in m/s	3488	3158	1681	3329
Koppelfaktor k ²	4,82·10 ⁻²	1,16·10 ⁻³	1,36·10 ⁻²	1,18·10 ⁻²
Materialdämpfung in dB/μs bei 1GHz	0,88	2,62	1,45	0,77
TK-Wert der Verzögerung $\frac{d\tau}{dT} \cdot \tau$ in 10 ⁻⁶ /°C	94	0	130	69

Tabelle 2.6-1. Die wichtigsten Kenngrößen verschiedener Substratmaterialien für OFW-Filter

2.6.3 Interdigitale Wandler zur Anregung von Oberflächenwellen

Die Erfindung der Interdigitalstruktur [3,4] ermöglichte OFW-Filter nach dem *Transversalfilterprinzip* (vgl. Abschn. 2.12). Der Filterentwurf ist damit eng mit den Verfahren der CTD-Technik verwandt. Jeder Finger der interdigitalen Wandler in Bild 2.6-1 kann als linienförmige Quelle für Oberflächenwellen betrachtet werden. Die Amplitude einer derartigen Schallquelle hängt von der Fingerlänge l_F ab, die von Finger zu Finger variieren kann. Das sich entlang der Substratoberfläche fortpflanzende Akustiksignal besteht aus Komponenten, die als *verzögerte* und *bewertete* Versionen der elektrischen Eingangsgröße betrachtet werden können. Dieser Sachverhalt ist charakteristisch für ein Transversalfilter [9]. An einem festen Ortspunkt der Substratoberfläche sind die Signalkomponenten für einige Frequenzen in Phase und führen zu großen Amplituden. Für andere Frequenzen besteht ein gegenphasiger Zusammenhang und damit ein teilweises oder vollständiges Auslöschen. Von besonderem Interesse ist die Frequenzcharakteristik $H(\omega)$ eines interdigitalen Wandlers. Ein Wandler mit äquidistanten linienförmigen Fingern (Bild 2.6-1) besitzt ein Spektrum mit periodischen Durchlaßbereichen [2].

Bild 2.6-2 verdeutlicht diese Periodizität.

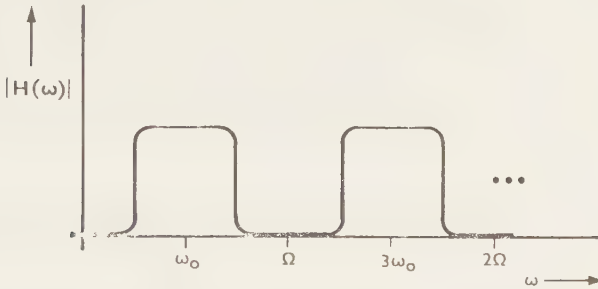


Bild 2.6-2. Periodische Spektralfunktion eines interdigitalen Wandlers mit äquidistanten linienförmigen Fingern

Die Durchlaßbereiche sind bezüglich der Frequenzen $\omega = n \cdot \omega_0$ mit $n = 1, 3, 5, \dots$ symmetrisch [7]. Für einen *uniformen* Wandler (alle Finger sind gleich lang, verschwindend breit und in gleichen Abständen angeordnet) besitzt der erste Durchlaßbereich die Form

$$|H_{11}(\omega)| \sim \left| \frac{\sin \eta}{\eta} \right| \quad (2.6-1)$$

mit

$$\eta = \frac{(\omega - \omega_0) N \cdot a}{2v} \quad (2.6-2)$$

(N: Fingeranzahl, a: Fingerperiode der Wandler, v: OFW-Schallgeschwindigkeit).

Für die Periode der Frequenzcharakteristik gilt [6,7]:

$$\Omega = 2\pi \frac{v}{a} \quad (2.6-3)$$

Die Durchlaßbereiche bei $\omega = n \cdot \omega_0$, $n = 1, 3, 5, \dots$ sind in diesem Fall symmetrisch und untereinander kongruent. Eine endliche Fin-

gerbreite führt zu einer Gewichtung der einzelnen Kambereiche. Für eine Fingerbreite $b = a/4$ (vgl. Bild 2.6-1) fehlt beispielsweise das Durchlaßgebiet bei $3\omega_0$. Frequenzen $\omega > 3\omega_0$ liegen im allgemeinen außerhalb des Signalbandes und erfordern zunächst keine Betrachtung. Sind OFW-Sender und -Empfänger identisch und uniform resultiert für den ersten Durchlaßbereich eine Filtercharakteristik gemäß

$$|H_{12}(\omega)| \sim \left(\frac{\sin \eta}{\eta} \right)^2 \quad (2.6-4)$$

Die Bandbreite zwischen den der Mittenfrequenz f_0 nächstgelegenen Übertragungsnullstellen beträgt

$$B = \frac{2 \cdot v}{N \cdot a} \quad (2.6-5)$$

Alle weiteren Dämpfungspole besitzen einen gegenseitigen Abstand von

$$\Delta f = \frac{v}{N \cdot a} \quad (2.6-6)$$

Diese Zusammenhänge sind in Bild 2.6-3 dargestellt.

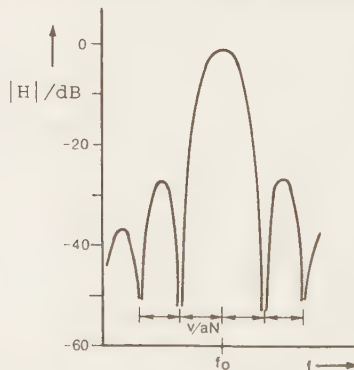


Bild 2.6-3. Spektralcharakteristik eines OFW-Filters bei identischen und uniformen Wandlern

Neben uniformen Wandlern ist eine Vielzahl weiterer Elektrodenstrukturen bekannt [2-8]. Die Geometrie der Wandler ermöglicht beispielsweise geringe Wechselwirkungen zwischen den einzelnen Schallquellen, unsymmetrische Filtercharakteristiken und die Unterdrückung von Volumenwellen [2,10,11].

Die Anregung von Volumenwellen führt zu verschiedenen Problemen in OFW-Filtern:

- Reduzierung der Güte (ein Teil der elektrischen Energie des Eingangswandlers wird in Volumenwellen umgesetzt und geht der Signalübertragung verloren).
- Veränderung der Frequenzcharakteristik durch die Verkopplung von Oberflächen- und Volumenwellenschwingungstypen.
- Frequenzgangverzerrung durch in den Ausgangswandler einlaufende Volumenwellen.

Die Theorie der elektroakustischen Wechselwirkungen in OFW-Bauelementen verwendet verschiedene Modelle, beispielsweise das "In-Line"- und "Feldverteilungs"-Modell. Hierzu wird auf die Literatur [2,12] verwiesen.

2.6.4 Entwurf von Oberflächenwellen-Filtern

Im Vordergrund stehen hier rechnergestützte Syntheseverfahren, die eine iterative Korrektur von Störeinflüssen ermöglichen. Für den Filterentwurf können neben den Gesichtspunkten aus Abschn. 2.6.3 spezielle Frequenzcharakteristiken auch durch Variation von *Fingerabstand*, *Fingerzahl*, *Fingerlänge* und *gegenseitige Fingerüberlappung* erreicht werden. Die Transversalfiltereigenschaft legt einen Entwurf durch Fingerüberlappung nahe. Dieses Verfahren entspricht der "Split-Electrode"-Technik in CTD-Filtern (die Beschreibung dieser Methode findet sich im Abschn. 2.12). Der Entwurf eines OFW-Filters gestaltet sich dann folgendermaßen:

- Festlegen des idealen Frequenzgangs.
- Berechnen der idealen Impulsantwort.
- Beschneiden der Impulsantwort auf eine endliche Länge (*nichtrekursives System!*).
- Die Abtastung der Impulsantwort endlicher Länge liefert die *Gewichte* (Koeffizienten) des Transversalfilters und hiermit für das OFW-Filter die Position und Länge der Überlappungen des zugehörigen Interdigitalwandlers.

Der Abstand der Abtastpunkte resultiert aus der Filtermittenfrequenz f_0 . Die erhaltene Filtergeometrie ist im folgenden rechnergestützt im Hinblick auf die Einflüsse von *Beschaltung*, *Reflexionen* und *Wechselwirkungen innerhalb der Wandler*, *Fehler durch die Beschneidung der Impulsantwort* und *Fertigungstoleranzen* zu optimieren [14]. Das Muster der Überlappungen repräsentiert geometrisch den Verlauf der realisierten Impulsantwort auf dem Substrat (vgl. hierzu auch Bild 2.12-26 im Abschn. 2.12). Weitere Aspekte zu OFW-Filtern können den Arbeiten [15-22] entnommen werden. Bemerkt sei, daß OFW-Bauelemente auch als *Resonatoren* in elektrischen Filtern verwendet werden können [23]. Hier handelt es sich um mechanisch verkoppelte OFW-Resonatoren, vergleichbar mit den monolithischen Kristall- und Quarzfiltern.

2.6.5 Ein praktisches Oberflächenwellen-Filter

Abschließend wird hier ein 36 MHz-Oberflächenwellen-Filter zum Einsatz in Zwischenfrequenzstufen von Fernsehempfängern vorgestellt [24]. Dieses Filter erfordert $0,5 \text{ cm}^2$ Substratfläche und besitzt vielfältige praktische Vorteile. Beispiele sind der *entfallende Abgleich*, die *geringe Alterungs- und Klimaempfindlichkeit*, das *kleine Volumen* und die *kostengünstige Fertigung*. Während Bild 2.6-4 den äußeren Aufbau enthält, zeigt Bild 2.6-5 die innere Struktur. Man erkennt links den Eingangswandler, in der Mitte das Koppelfeld und rechts den Ausgangswandler.

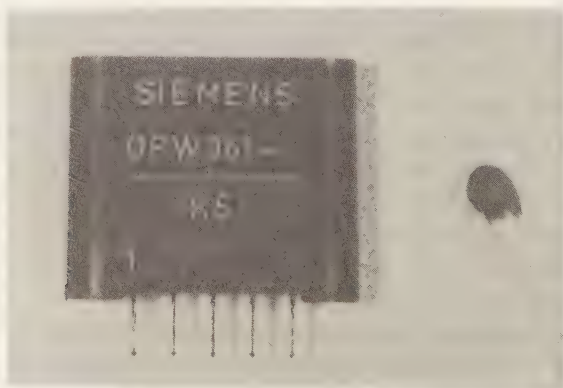


Bild 2.6-4. Äußerer Aufbau des Filters OFW 361

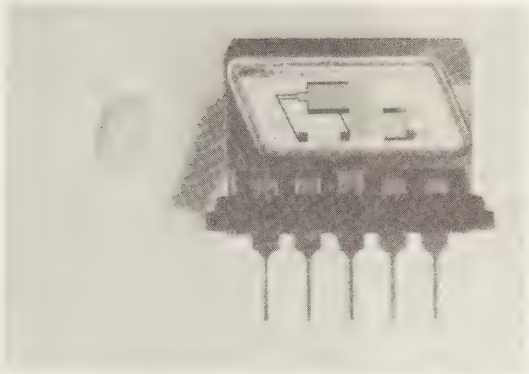


Bild 2.6-5. Innere Struktur des Filters OFW 361 (Eingangswandler, Koppelfeld, Ausgangswandler)

Bild 2.6-6 verdeutlicht die Gestalt des interdigitalen Eingangswandlers. Die weiteren Bilder umfassen Meßergebnisse des OFW-Filters (Bild 2.6-7: Durchgangsdämpfung, Bild 2.6-8: Gruppenlaufzeit, Bild 2.6-9: Impulsantwort).



Bild 2.6-6. Teilbild des Eingangswandlers. Jede Überlappung von Leiterbahnen repräsentiert einen Oberflächenwellensender (Leiterbahnen sind schwarz abgebildet)

Bild 2.6-7.
Durchgangsdämpfung
(horizontal 1,8 MHz/Div;
vertikal 10 dB/Div)

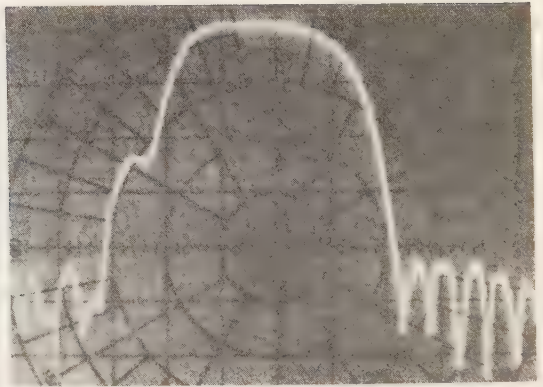


Bild 2.6-8.
Gruppenlaufzeit
(horizontal 1 MHz/Div;
Mittenfrequenz 37 MHz;
vertikal 50 ns/Div)

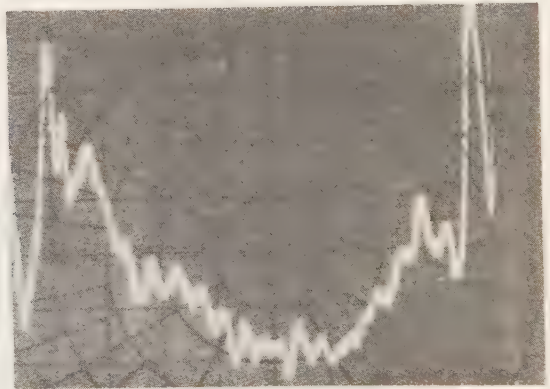
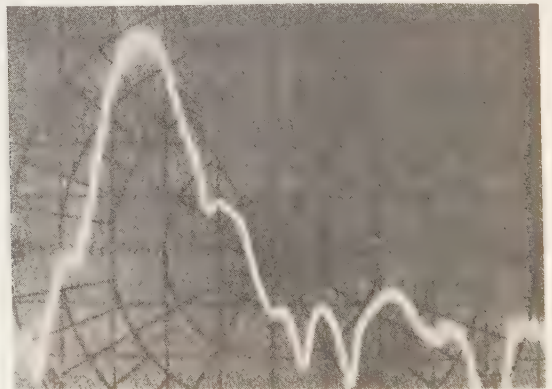


Bild 2.6-9.
Impulsantwort
(horizontal 0,5 μ s/Div;
vertikal 10 dB/Div)



2.6.6 Schrifttum zur Technik der Oberflächenwellen-Filter

- [1] Rayleigh, L.: On waves propagated along the plane surface of an elastic solid. Proc. London Math. Soc. 17, Nov. 1885, S. 4-11.
- [2] Matthews, H.: Surface Wave Filters. John Wiley & Sons, New York 1977.
- [3] White, R.M.; Voltmer, F.M.: Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves. Appl. Phys. Lett., Bd. 7, 1965, S. 314.
- [4] [2.7/19].
- [5] Kohlbacher, G.; Schmitt, P.: Bauelemente mit akustischen Oberflächenwellen. Nachrichten-Elektronik, 1978, H. 6, S. 181-187.
- [6] Mitchell, R.F.: Akustische Oberflächenwellen-Filter. Philips Techn. Rdsch., Bd. 32, 1971/72, H. 6-8, S. 191-202.
- [7] Parker, D.W.; Pratt, R.G.; Smith, F.W.; Stevens, R.: Filter, auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen. Philips Techn. Rdsch., Bd. 36, 1976/77, H. 2, S. 33-49.
- [8] Funktechnische Arbeitsblätter Be 75: Akustische Oberflächenwellen. Funkschau 1974, H. 15, S. 1757-1760.
- [9] [2.12/19].
- [10] Seifert, F.; Reichard, H.: Unterdrückung von Volumenwellen in akustischen Oberflächenwellen-Filtern. AEÜ, Bd. 32, 1978, H. 5/6, S. 206-208.
- [11] Schmitt, E.J.: Signalverarbeitung mit akustischen Oberflächenwellen. ELEKTRONIK, 1974, H. 11, S. 433-436.
- [12] Süßmeier, G.: Entwurfsmethoden und Technologien für Oberflächenwellen-Filter. Studienarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg 1980, ausgegeben und betreut von W. Rienecker.
- [13] Heimbeck, N.: Mechanische Frequenzselektion. Studienarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg 1978, ausgegeben und betreut von W. Rienecker.
- [14] Veith, R.; Kriedt, H.; Rehak, M.: Bild-ZF-Teil mit Oberflächenwellen-Filter. Funkschau 1979, Teil 1: H. 5, S. 226-230; Teil 2: H. 6, S. 311-312.

- [15] Terstegge, H.: Akustische Oberflächenwellen und ihr Einsatz in einem neuartigen Filterelement. Int. Elektron. Rdsch., 1970, H. 11, S. 279-282.
- [16] Martin, G.: Oberflächenwellen-Filter mit Wichtung der Elektrodenüberlappung ohne Strahlintegration. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 28, 1978, H. 2, S. 65-68.
- [17] Broux, G.; et al.: Die Anwendung von Oberflächenwellen-Filter für ZF-Stufen in Fernsehern. Sylvania Videon, 1978, Nr. 23, S. 14-38.
- [18] Lüders, M.: Erzeugung und Autokorrelation von PSK-Signalen mit akustischen Oberflächenwellenleitungen. NTZ, Bd. 26, 1973, H. 11, S. 523-554.
- [19] Robert, C.M.; Melugailis, I.: The Influence of Stored Energy at Step Discontinuities on the Behavior of Surface-Wave Gratings. IEEE Trans. Sonics & Ultras., Vol. SU-22, 1975, H. 3, S. 189-198.
- [20] Special Issue Surface Acoustic Waves: Proc. IEEE, Vol. 64, May 1976, H. 5, S. 579-831.
- [21] Slobodnik, A.J.: Surface Acoustic Waves and SAW Materials. Proc. IEEE, Vol. 64, 1976, H. 5, S. 581-595.
- [22] Matthaei, G.L.: Acoustic Surface-Wave Transversal Filters. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-20, 1973, H. 5, S. 459-470.
- [23] Börner, M.; Kohlbacher, G.: Koppelfilter mit Oberflächenwellen-Resonatoren. Wiss. Ber. AEG-Telefunken, Bd. 48, 1975, H. 2/3, S. 79-81.
- [24] Siemens AG München: Oberflächenwellenfilter OFW-361. Datenblätter und meßtechnische Unterlagen.

2.7 Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter

Für Signalfrequenzen mit Wellenlängen in der Größenordnung der Schaltungsabmessungen können Filterstrukturen nicht mehr mit konzentrierten Bauelementen realisiert werden. Die Ausbreitungserscheinungen von Wellen führen zu Netzwerken mit verteilten Parametern. Bei der Filterberechnung im (10...100) MHz-Bereich müssen die parasitären Elemente realer, konzentrierter Schaltungen in den Entwurf einbezogen werden (Zuleitungsinduktivitäten, Polarisationsverluste, Skineffekt, Wicklungskapazitäten, etc.) [1-3]. Für praktische Filter können bis etwa 10 MHz Ferritkernspulen und Styroflexkondensatoren, für Frequenzen unter 500 MHz Schmetterlingskreise und Luftspulen (unter Beachtung der Erfordernisse auf Grund des Skineffekts) verwendet werden. Für Frequenzen im GHz-Bereich werden spezielle Leitungsstrukturen (*Wellenleiter*) erforderlich. Mittels des Reaktanzverhaltens von Leitungen resultiert ein übersichtlicher Filterentwurf [4]. Bedingt durch die Vielfalt der Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter werden im folgenden überblicksmäßig einige Filtertechnologien skizziert.

2.7.1 Leitungsfiler durch RICHARDS-Substitution

Viele Entwurfsverfahren für hochfrequente Filter benutzen Umsetzungsprozesse aus LC-Prototypschaltungen. Eine Möglichkeit bietet die von RICHARDS 1948 vorgeschlagene Substitution

$$p \rightarrow j \tan \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.7-1)$$

Diese Substitution führt alle Induktivitäten in kurzgeschlossene Leitungen und alle Kapazitäten in leerlaufende Leitungen über. Die Periodizität des Frequenzverhaltens von Leitungen ergibt einen periodischen Frequenzgang dieser RICHARDS-Filter [5].

2.7.2 Koaxialfilter mit semikonzentrierten Elementen

Für Frequenzen $f \leq 10$ GHz können die Reaktanz-Elemente eines LC-Prototyps günstig in Wellenwiderstandssprünge eines Koaxialsystems übertragen werden. Zur Reaktanzschaltung in Bild 2.7-1

korrespondiert das semikonzentrierte Koaxialnetzwerk in Bild 2.7-2.

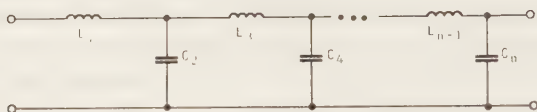


Bild 2.7-1. LC-Prototypfilter für die Umsetzung in ein Koaxialfilter

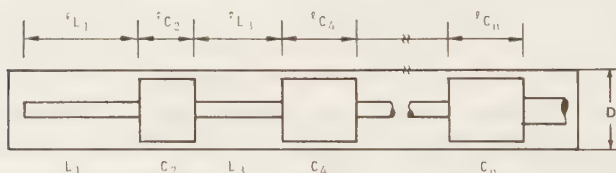


Bild 2.7-2. Semikonzentriertes Koaxialnetzwerk (dünne Innendurchmesser repräsentieren Induktivitäten, dicke Kapazitäten)

Mit den normierten Werten g_i der konzentrierten Schaltelemente (erhalten durch eine Approximation oder aus einem Filterkatalog) resultieren nach dem Auswerten bekannter Relationen des Wellenwiderstands in einem Koaxialsystem die Syntheselängen [6].

$$l_{L_i} = \frac{c_0 R_0 g_i}{\omega_0 60 \Omega \ln\left(\frac{D}{d_L}\right)} \quad (2.7-2)$$

$$l_{C_i} = \frac{c_0 g_i 60 \Omega \ln\left(\frac{D}{d_C}\right)}{\epsilon_r R_0 \omega_0} \quad (2.7-3)$$

Hierin ist c_0 die Vakuumlichtgeschwindigkeit, R_0 ein Normierungswiderstand und ω_0 die Normierungsfrequenz, $d_{L,C}$ der Durchmesser der Induktivitäts- bzw. Kapazitätsstücke.

Bild 2.7-3 stellt drei Realisierungen für 2 GHz-Tiefpässe vor. Im Gegensatz zu Bild 2.7-2 sind hier Semi-Leitungsfiler in ebener Form realisiert [10].

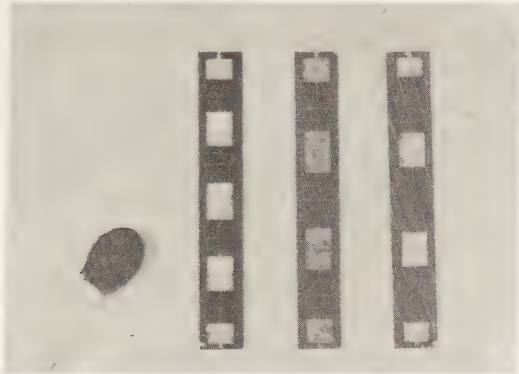


Bild 2.7-3. Drei 2 GHz-Tiefpässe als Semi-Leitungsfiler

2.7.3 Streifenleitungen

Zwischen zwei leitenden Ebenen (Bild 2.7-4) befindet sich eine beispielsweise aus Kupferfolie geätzte in ein Dielektrikum mit $\epsilon_r \geq 1$ eingebettete Leitungsstruktur. Die Schaltungseigenschaften gleichen denen der Koaxialsysteme, allerdings führt die unvollständige Abschirmung zu Abstrahlungsverlusten.



Bild 2.7-4. Aufbau einer Streifenleitung

2.7.4 Mikrostreifenleitungen

Mikrostreifenleitungen (Bild 2.7-5) sind in einer einfachen Technologie herstellbar, sie besitzen geringes Volumen und niedriges Gewicht. Durch die fehlende deckseitige Abschirmung ergeben sich erhöhte Streufelder. Ihr Einsatzbereich in Filterschaltungen liegt zwischen 100 MHz und 10 GHz. Die Güte erreicht Werte bis 2000. Als Substratmaterialien finden beispielsweise Keramiken (Al_2O_3) und Polyguide Verwendung [7-9]. Die Leitungsstruktur wird häufig aus einer Goldbeschichtung geätzt. Bild 2.7-6 zeigt ein praktisches Mikrostreifenleitungs-Filter (Tiefpaß mit $f_g = 7,2$ GHz, [10]).

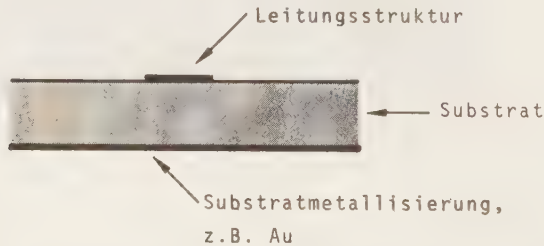


Bild 2.7-5. Aufbau einer Mikrostreifenleitung

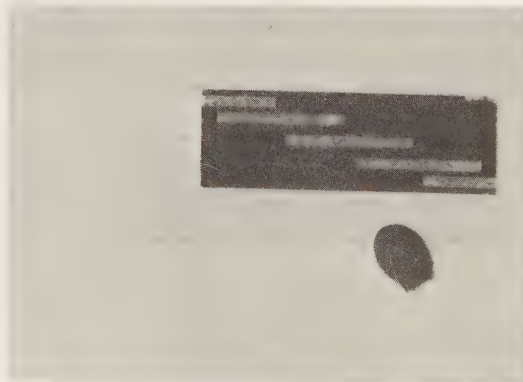


Bild 2.7-6. 7,2 GHz-Tiefpaß in Mikrostreifenleitungstechnologie

2.7.5 Hohlleiterfilter

Filter in Hohlleitertechnik können im Frequenzbereich zwischen (1...500) GHz verwendet werden [1]. Auf Grund der "Cutoff"-Frequenz führen tiefere Frequenzen zu unpraktischen Abmessungen. Vielfältige Filterfunktionen werden durch Hohlraumresonatoren ermöglicht, beispielsweise in der Form von sog. Richtungsfiltern [12]. Beachtenswert ist, daß der technische Betriebsbereich eines speziellen Hohlleiterfilters geringer als eine Frequenzoktave ist. Im Rechteckhohlleiter liegt bekanntlich bei der doppelten Cutoff-Frequenz der nächsthöhere, unerwünschte Schwingungstyp [14]. Hohlleiterfilter können auch durch die Kaskadierung von Hohlraumresonatoren oder durch Einbringen von verschiedensten geometrischen Strukturen realisiert werden [16,17]. Ein praktisches Beispiel enthält Bild 2.7-7 [13,15]. Dieses Filter ist in der sog. "Kohle-Faser-Kunststoff"- (KFK)-Technologie aufgebaut. Gegenüber der konventionellen "Invar"-Technik (invariant gegen Temperaturschwankungen) konnte das Filtergewicht etwa um den Faktor 5 reduziert werden. Das 6-kreisige Dual-H₁₁₁-Mode-Filter besitzt bei der Mittenfrequenz von 4,015 GHz eine Bandbreite von 36 MHz. Der TK-Wert liegt bei $2 \cdot 10^{-6} / \text{K}$.

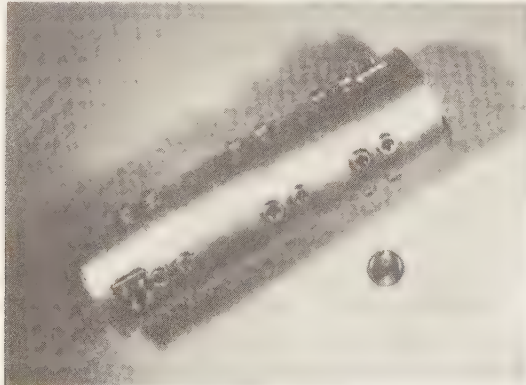


Bild 2.7-7. Hohlleiter-Bandpaßfilter für 4,015 GHz in Kohle-Faser-Kunststoff-Technologie

2.7.6 Periodische Verzögerungsleitungen

Eine weitere Möglichkeit zur Frequenzselektion in der Hochfrequenztechnik bieten periodische Verzögerungsleitungen [18]. Ein erstes Verfahren repräsentieren *Kammfilter* aufgebaut aus periodischen Kammleitungen [1]. Diese Kammleitungen besitzen Bandpaßcharakter. Eine zweite Methode benutzt das Prinzip der *Interdigitalleitung* [19]. Diese Anordnungen können als mäanderförmig gefaltete Doppelleitungen aufgefaßt werden. Während Kammfilter relativ schmalbandig sind [4], realisieren Interdigitalfilter Hochfrequenznetzwerke in einem weiten Bandbreitebereich [20]. Im Vergleich zu anderen Hochfrequenzfiltertechniken, namentlich der Hohlleiterfilter, besitzen Interdigitalstrukturen geringen Platzbedarf und hiermit kleine Abmessungen. Eine verwandte Technik stellen die *Stufen-Digital-Filter* dar [21]. Diese Filter ermöglichen eine weitere Volumenreduktion und Güten bis 4000 [20].

2.7.7 Gyromagnetische Resonanz

Kristalle aus einkristallinem *Yttrium-Eisen-Granat* ($\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$, kurz YIG) werden bei der ferrimagnetischen Resonanz als Resonatoren für abstimmbare Filter verwendet. YIG-Einkristalle besitzen eine sehr kleine Linienbreite in der *ferrimagnetischen Resonanz* und damit hohe Resonanzgüten. YIG-Filter erreichen Gütewerte von über 10 000. Zum praktischen Betrieb werden die Spindrehimpulse durch ein statisches magnetisches Feld in eine Vorzugsrichtung orientiert. Wirkt senkrecht zum statischen Magnetfeld ein magnetisches Wechselfeld mit der Systemeigenfrequenz ein, resultiert ein *Präzessionsvorgang*. Die Präzessionsamplitude wird sehr groß, wenn die Signalfrequenz mit der Präzessionsfrequenz übereinstimmt. Diese ferrimagnetische Resonanz kann zum Aufbau von Bandpässen und Bandsperren genutzt werden. Zur Realisierung kann ein ferrimagnetisches Objekt (z.B. eine YIG-Kugel) in einen Wellenleiter eingebracht werden. Bild 2.7-8 zeigt ein zweistufiges YIG-Bandsperfilter. Hier sind in das Dielektrikum einer symmetrischen Streifenleitung zwei YIG-Kugeln eingebettet. Die Anordnung befindet sich zwischen den Polen eines Magneten, der das statische Magnetfeld H_0 erzeugt.

Abschließend enthält Bild 2.7-9 den Dämpfungsverlauf [22-25].

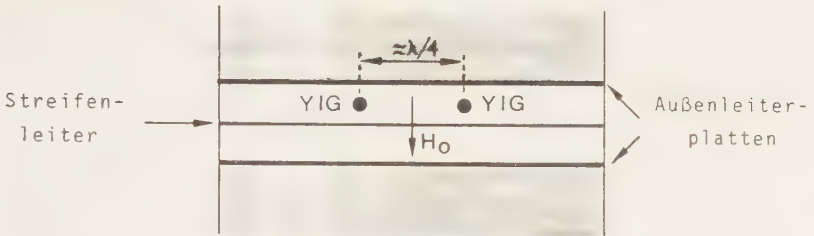


Bild 2.7-8. Zweistufiges YIG-Bandsperrfilter

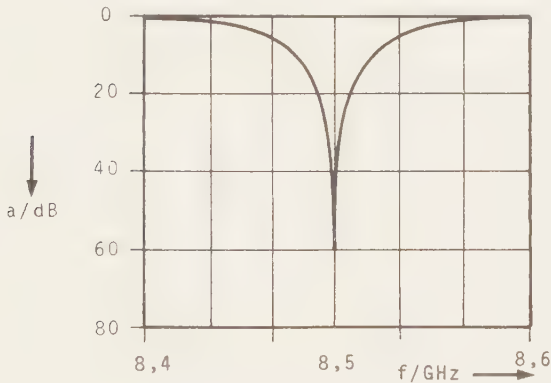


Bild 2.7-9. Dämpfungsverlauf des Filters aus Bild 2.7-8

2.7.8 Schrifttum zu Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter

- [1] Meinke, H.; Gundlach, F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, Berlin 1968.
- [2] Zinke, O.; Brunsweg, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, Berlin 1973 (Bd. 1), 1974 (Bd. 2).

- [3] Matsumoto, A.: Microwave Filters and Circuits.
Academic Press, New York 1970.
- [4] Matthaei, G.L.; Young, L.; Jones, E.M.T.: Microwave Filters,
Impedance-Matching Networks and Coupling Structures.
McGraw-Hill, New York 1968.
- [5] Paster, H.: Filter aus gekoppelten Leitungen.
Diss. TU München 1971.
- [6] Davis, W.A.; Khan, P.J.: Coaxial Bandpass Filter Design.
IEEE MTT, Vol. 19, 1971, S. 373-380.
- [7] Mehran, R.: Computer Aided Design of Microstrip Filters
Considering Dispersion, Loss and Discontinuity Effects.
IEEE Trans. MTT, 1979, H. 3.
- [8] Stadler, E.: Hochfrequenztechnik. AEG-Telefunken-Fachver-
lag, Würzburg 1973.
- [9] Becker, J.; Jäger, D.; Schäfer, W.: Abstimmbare Tiefpaß-
filter in Streifenleitungstechnik. AEÜ, Bd. 31, 1977,
H. 2, S. 77-80.
- [10] Krug, F.: Persönliche Korrespondenz, Lehrstuhl für Hoch-
frequenztechnik der Universität Erlangen-Nürnberg.
- [11] Geißler, R.; Chahabadi, Z.: Hohlleiterfilter für das
R-Band (26,5-40,0) GHz. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 1, S. 46-48.
- [12] Rienecker, W.: Entwurf und Aufbau eines K_a -Band-Mischers
für die Signalfrequenz 35 GHz und die Zwischenfrequenz 2 GHz.
Diplom-Arb., Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Universität
Erlangen-Nürnberg, 1977.
- [13] Pfitzenmaier, G.: Ein Beitrag zur Optimierung und Realisie-
rung von Hohlleiterfrequenzweichen. AEÜ, Bd. 29, 1975,
H. 9, S. 253-261.
- [14] Brand, H.: Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze.
Hirzel Verlag, Stuttgart 1970.
- [15] Pfitzenmaier, G.: Persönliche Korrespondenz, Siemens AG,
München.
- [16] Craven, G.: Mikrowellenbauteile mit Grenzfrequenzhohllei-
tern. Elektr. Nachrichtenwesen, Bd. 47, 1972, H. 4.
- [17] Patzelt, H.: Blenden endlicher Dicke in Rechteckhohllei-
tern und längsgekoppelte Hohlleiterfilter. Frequenz Bd. 33,
1979, H. 4.

- [18] Pregla, R.: Syntheseverfahren für Kammfilter.
AEÜ, Bd. 23, 1969, H. 1.
- [19] Bolz, G.: Interdigitalleitung. NTZ, 1959, H. 12, S. 120-127.
- [20] Young, L.: Microwave Filters Using Parallel Coupled Lines.
Artech House, Dedham 1972.
- [21] Rhodes, D.: Advances in Narrowband Elliptic and Linear-
Phase Filters. Technical Note zu [20].
- [22] Adam, J.D.: Delay of magnetostatic surface Waves in YIG.
Electronics Letters, Vol. 6, 1970, H. 22, S. 718-720.
- [23] Röschmann, P.: YIG-Filter. Philips techn. Rdsch., Bd. 32,
1971/72, H. 9-12, S. 344-349.
- [24] Loele, H.; Hotho, K.: Magnetisch abstimmbare Filter mit
ferrimagnetischen Werkstoffen in der Microstriptechnik.
Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 23, 1973, H. 10, S. 382-
386.
- [25] Tamm, P.U.: YIG Products and Applications. Application Note
on YIG-Tunned Devices. Sivers Lab.

2.8 Aktive Filter mit konzentrierten Bauelementen

2.8.1 Einführung

In den Jahren nach 1955 entwickelten sich die aktiven analogen Filter mit passiven Bauelementen R,C und einem oder mehreren aktiven Bauelementen zu einer weitverzweigten Disziplin der elektrischen Filtertechnik. Motivation bis in die gegenwärtige Technik ist das *Umgehen von Induktivitäten* in Filterschaltungen. Neben dem vorrangigen Problem der Integration erforderten auch spezielle Filteraufgaben spulenlose Schaltungen. Zwei Beispiele bilden der Filtereinsatz im Bereich starker Magnetfelder und die Tiefstfrequenzfilterung im mHz-Gebiet. Mit aktiven RC-Filtern lassen sich *theoretisch alle* Filteraufgaben lösen. Die *praktischen* Realisierungen werden allerdings erheblich durch die Genauigkeitsforderungen an die R- und C-Bauelemente begrenzt. Neben dem Herstellungsproblem für toleranzenge Bauteile äußern sich hier auch ökonomische Aspekte. Trotz der intensiven Forschungsarbeit in den zurückliegenden 25 Jahren ist das Problem der Absoluttoleranzen noch nicht gelöst. Für strenge Selektivitätsforderungen, beispielsweise in Frequenz- und Zeitmultiplexsystemen, ist gegenwärtig nur eine hybride Realisierung aktiver RC-Filter möglich. Monolithisch integrierbare Filter führen zu den zeitdiskreten Verfahren der Abschnitte 2.12 bis 2.15. Neben dem Empfindlichkeitsproblem aktiver Filter erschweren auch die Begrenzungen der Stabilität, Linearität und des Dynamikbereichs den praktischen Einsatz. Von den genannten Restriktionen abgesehen, sind Theorie und Praxis aktiver RC-Filter heute in weiten Bereichen konstituiert [1-13]. Nachdem die Ergebnisse in einer umfangreichen Buch- und Zeitschriftenliteratur vorliegen, enthält der folgende Abschnitt eine übersichtsmäßige, teilweise katalogartige Zusammenfassung. Ein ausführlicher Vergleich der verschiedenen aktiven Filter folgt im Kapitel 3. Die Methoden der Netzwerksynthese für aktive RC-Filter sind beispielsweise in den Schriften [8-10] zusammengefaßt.

2.8.2 Klassifizierungen aktiver RC-Filter

Die vielfältigen aktiven Filterverfahren im Frequenzbereich von einigen Hertz bis etwa 300 kHz (vgl. Abschn. 3) sollen zunächst

an Hand von Bild 2.8-1 grob klassifiziert werden.

Eine erste Unterteilung trennt in *Direkt-* und *Kaskadenrealisierungen* auf.

a) *Direkte Realisierungen:*

In dieser Gruppe werden Reaktanzfilter oder RLC-Schaltungen *direkt* nachgebildet. Die folgende Klassifizierung führt zu den *Bezugsfilterrealisierungen* und zu den Schaltungen mit *Mehrfachrückkopplungen* (*Multi-loop-Feedback*, *MLF*). Die Bezugs- oder Referenz-Filtertechnik umfaßt drei weitere Grundgruppen:

● *Gyrator-C-Filter:*

In Reaktanzfiltern werden alle Induktivitäten durch kapazitiv beschaltete Gyratoren nachgebildet. Es können geerdete und "schwimmende" Induktivitäten simuliert werden [14].

● *Verallgemeinerte Impedanz-Konverter* (*Generalized Impedance Converter*, *GIC*):

Die Anwendung der BRUTON-Transformation [15] in der Form einer Admittanz- und/oder Impedanztransformation führt zu den Elementen *Superkondensator CS* und *Superinduktivität LS*.

● *Wellenfilter* (*Wellenanalogfilter*, *WAF*):

Eine Netzwerkbeschreibung durch die Streumatrix führt zu einer analogen Simulation des Spannungswellen-Flußgrafen [16-18]. Die Streumatrizen der Reaktanzelemente eines in ohmsche Widerstände eingebetteten LC-Referenzfilters werden hier durch RC-Netzwerke mit Trennverstärkern realisiert. Dieses Verfahren entstammt dem Konzept der *Wellendigitalfilter* (vgl. Abschn. 2.15).

Die LC-Referenzfilter-Nachbildungen zeichnen sich durch die *kleinsten erreichbaren Empfindlichkeiten*, *geringes Eigenrauschen* und *großen Dynamikbereich* aus [19-21]. Die geringe Toleranzempfindlichkeit ist durch die Empfindlichkeitsnullstellen bedingt, die im Zusammenhang mit den Dämpfungsnullstellen im Durchlaßbereich auftreten. Die Bezugsfilterrealisierungen erfordern im allgemeinen eine gegenüber der *Kaskadentechnik* erhöhte Verstärkeranzahl [22]. Die Gruppe der Filter mit *Mehrfachrückkopplungen* repräsentiert eine "Hybrid"-(Misch)-Form der Kaskadentechnik und der Verfahren mit *Übersetzungsnetzwerken* (Referenzfilter-Konzept). Das Ziel der Schaltungen mit *Mehrfachrückkopplungen*

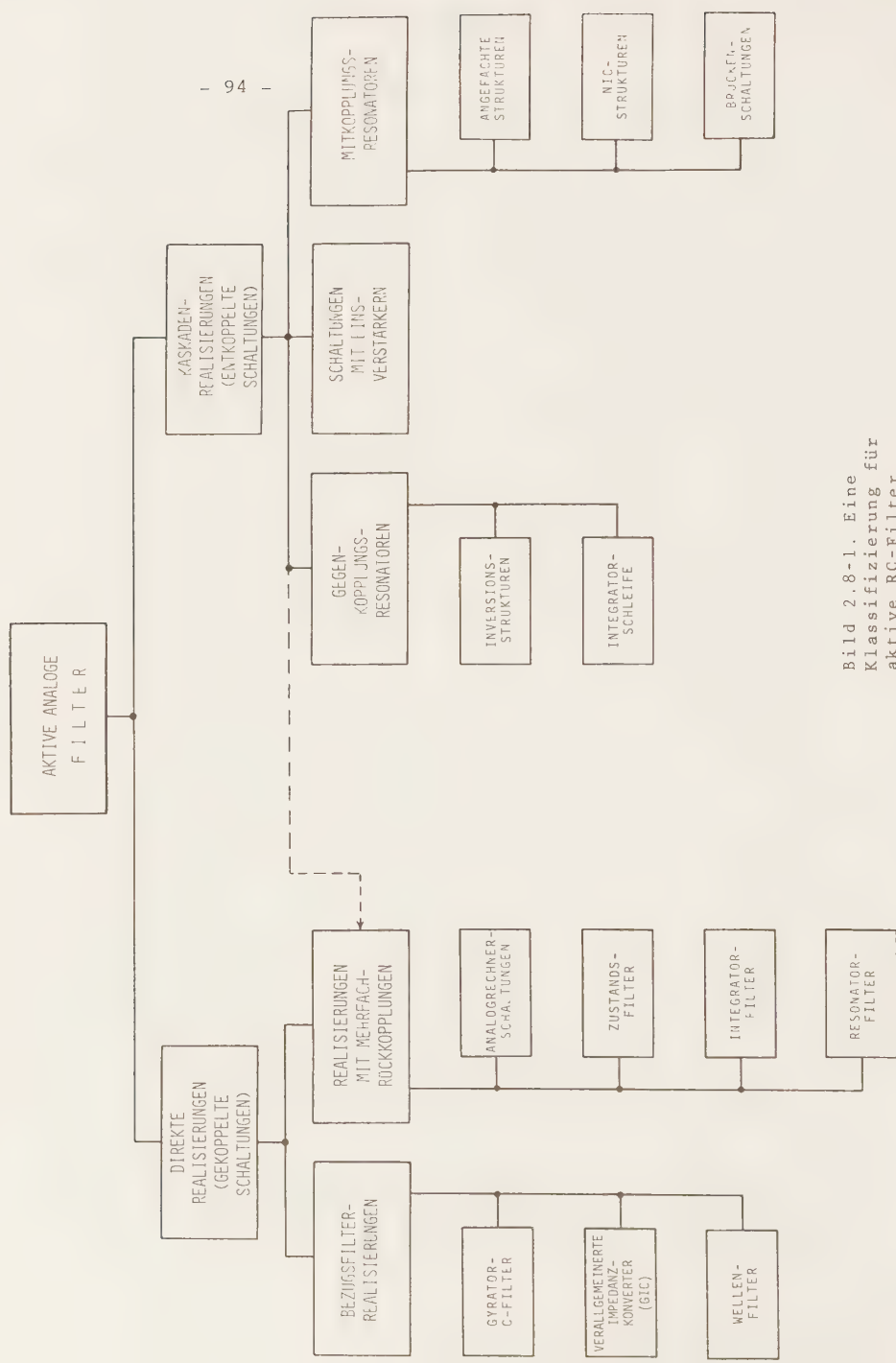


Bild 2.8-1. Eine Klassifizierung für aktive RC-Filter

lung ist, die Empfindlichkeits- und Rauscheigenschaften bei gleichzeitig reduzierter Bauelementeanzahl zu verbessern [22,23]. Zur Realisierung wird häufig eine erweiterte Zustandsraumbeschreibung oder das direkte Nachbilden von Maschen- und Knotengleichungen (gleichermaßen von Differentialgleichungen) eines LC-Filters benutzt. Die resultierenden Schaltungen können mehrfach klassifiziert werden.

● *Analogrechnerschaltungen:*

Eine Übertragungsfunktion kann mit den Elementen der linearen Analogrechentechnik (Integratoren, Summierer, Verstärker) verwirklicht werden. Die Übertragung dieser Methoden auf Filter-Funktionen führt zu den *Analogrechnerschaltungs-Filtern*.

● *Zustandsfilter:*

Die Methode der Zustandsvariablen führt auf ein Verfahren zur direkten Realisierung einer Übertragungsfunktion $H(p)$ vom Grad n durch eine aktive RC-Schaltung. Die zu $H(p)$ gehörende passive LC-Schaltung wird zunächst im Zustandsraum analysiert. Das entstehende System von n Differentialgleichungen 1. Ordnung wird in RC-aktiver Technik durch Summierverstärker, Inverter und Integratoren realisiert.

● *Integratorfilter* und

● *Resonatorfilter*

verwenden mehrfach verkoppelte kaskadierte Basiselemente 1. oder 2. Grades.

Eine andere Klassifizierung liefert die Struktur der Rückführungen:

● *Follow-the-leader-feedback-Filter (FLF-Netzwerke):*

Hier sind sämtliche Rückführungen auf den Eingang zurückgekoppelt (Bild 2.8-2).

● *Leap-frog-Filter (LF-Netzwerke, aktive Kettenleiter):*

In dieser mehrfach verkoppelten Technik liegen jeweils zwei benachbarte Funktionsblöcke in einer Richtungsschleife. Die Bezeichnung "Bocksprung"-Filter verdeutlicht Bild 2.8-3.

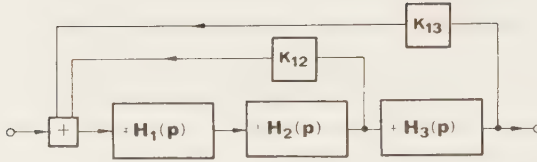


Bild 2.8-2. Follow-the-leader-feedback-(FLF-) Schaltung (alle Rückführungen gehen auf den Eingang zurück)

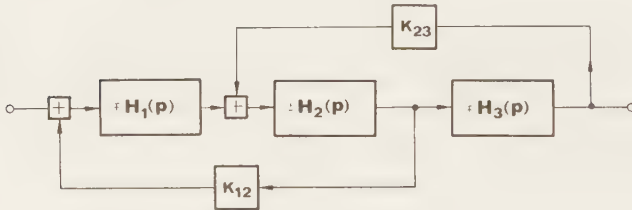


Bild 2.8-3. Leapfrog-(LF-) Schaltung (jeweils zwei benachbarte Funktionsblöcke liegen in einer Richtungsschleife)

Neben den in Bild 2.8-1 enthaltenen grundsätzlichen Verfahren zur *direkten* Synthese aktiver Filter sind noch eine Reihe weiterer Methoden bekannt. Erwähnt seien die

- Parallelstruktur von ANTONIOU [37],
- Gyratorstruktur von HOLMES [38] und die
- Operationsverstärkerstrukturen von LOVERING [39] und AKERBERG/MOSSBERG [40].

Die Realisierungen der rechten Gruppe in Bild 2.8-1 (*Kaskadentechnik*) zeichnen sich durch *geringen Verstärkeraufwand, leichten Abgleich, übersichtlichen Entwurf und leichte Fehlersuche*

aus. Diesen Vorteilen stehen erhebliche Nachteile durch die Toleranzempfindlichkeit und reduziertem Dynamikbereich gegenüber. In der Kaskadentechnik wird die Übertragungsfunktion $H(p)$ zunächst in Teilfaktoren zerlegt, die getrennt (beispielsweise als Blöcke 1. oder 2. Grades) realisiert werden. Für diese Funktionsblöcke sind vielfältige Schaltungen bekannt, die häufig als RC-Resonatoren bezeichnet werden [13,25]. Die Verwendung von gegengekoppelten, direkt gekoppelten (der invertierende Eingang eines Operationsverstärkers liegt direkt am Ausgang womit $V = 1$ gilt) oder mitgekoppelten RC-Resonatoren führt zur Klassifizierung in

- *Gegenkopplungsresonatoren,*
- *Einsverstärkerresonatoren und*
- *Mitkopplungsresonatoren.*

In Abhängigkeit von der Konfiguration der verwendeten RC-Bausteine entstehen:

- *Inversionsstrukturen* (eine RC-aktive Struktur erzeugt ein komplexes Polpaar aus einem komplexen Nullstellenpaar [19,26]).
- *Integratorschleife* (Kaskadierung von rückgekoppelten Integratoren, im Vergleich zu den Integratorfiltern der MLF-Schaltungen werden hier keine Integratoren mit Vielfach-Eingängen benötigt [3,27]).
- *Angefachte Strukturen:* In angefachten Schaltungen erfolgt eine Güteerhöhung mittels einer Mitkopplung. Entweder findet eine zusätzliche Kapazität im RC-Rückkoppelnetzwerk oder eine Widerstandsbeschaltung des nichtinvertierenden Eingangs eines Operationsverstärkers Verwendung [24,27].
- *NIC-Strukturen:* Diese Schaltungen mit Negativ-Impedanz-Konvertern besitzen durch die auftretende Differenzbildung ungünstige Stabilitäts- und Empfindlichkeitseigenschaften. Diese Probleme sind allen "*Entdämpfungsschaltungen*" eigen [28,29].
- *Brückenschaltungen:* Ein Gegentakt- oder Differenzoperationsverstärker ist derart mit einem RC-Netzwerk verbunden, daß eine Brückenschaltung entsteht [30-31].

Neben den in Bild 2.8-1 enthaltenen Verfahren sollen noch zwei weitere Techniken erwähnt werden.

- *Aktive-R-Filter*: Diese Filter benutzen den realen Frequenzgang eines Operationsverstärkers, der näherungsweise durch ein 1-poliges Modell beschrieben werden kann. Mittels der Frequenzgangkompensation kann die Transitfrequenz und damit die Polfrequenz variiert werden [32-34]. Neben Operationsverstärkern treten in diesen Filtern nur ohmsche Widerstände auf.
- *Aktive-C-Filter*: Auch diese Version aktiver Filter benutzt den Frequenzgang des realen Operationsverstärkers, allerdings werden alle Widerstandsverhältnisse durch Kapazitätsverhältnisse ersetzt. Einen Nachteil bilden die nun kapazitiven Abschlußimpedanzen. In diesen Filterschaltungen treten nur Kapazitäten und Operationsverstärker auf, womit alle Bauteile MOS-integrierbar sind [36].

In den folgenden Abschnitten werden die wichtigsten Realisierungsverfahren aktiver RC-Filter kurz vorgestellt.

2.8.3 Simulation von passiven RLC-Filtern

a) Simulationsnetzwerke

Die folgenden Betrachtungen erfordern aktive RC-Netzwerke mit den Zweipoleingangsimpedanzen p , p^2 oder $1/p^2$. Neben einer Vielzahl bekannter Realisierungen (vgl. Schrifttum zu Kapitel 4) wird häufig ein Schaltungsvorschlag von ANTONIOU verwendet [55] (Bild 2.8-4).

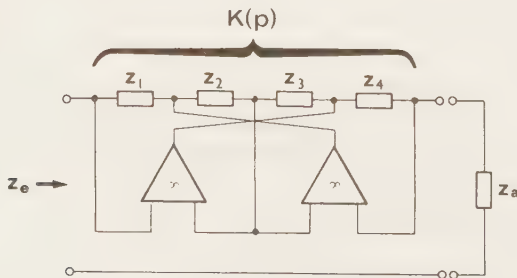


Bild 2.8-4. Allgemeiner Impedanzkonverter von ANTONIOU

Ist für Simulationsnetzwerke eine Aufteilung in Konverterteil $K(p)$ und Abschlußimpedanz $Z_a(p)$ möglich, findet sich in der Literatur auch die Bezeichnung "*Allgemeine Impedanz-Konverter*". Für die Schaltung in Bild 2.8-4 gilt:

$$Z_e(p) = K(p) \cdot Z_a(p) \quad (2.8-1)$$

mit

$$K(p) = \frac{Z_1(p) \cdot Z_3(p)}{Z_2(p) \cdot Z_4(p)} \quad (2.8-2)$$

Für $Z_1 = R_1$, $Z_2 = 1/(pC_2)$, $Z_3 = R_3$, $Z_4 = R_4$ und $Z_a = R_5$ entsteht die Eingangsimpedanz

$$Z_e(p) = p \cdot L \quad (2.8-3)$$

mit

$$L = R_1 R_5 C_1 \frac{R_3}{R_4} \quad (2.8-4)$$

Die Anordnung realisiert damit einen Gyrator. *

Eine andere Beschaltung $Z_1 = 1/(pC_1)$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = 1/(pC_3)$, $Z_4 = R_4$ und $Z_a = R_5$ führt zur Eingangsimpedanz

$$Z_e = \frac{1}{p^2 CS} \quad (2.8-5)$$

mit der sogenannten *Superkapazität* **

$$CS = C_1 C_3 R_2 \frac{R_4}{R_5} \quad (2.8-6)$$

* Man beachte, daß hier im Gegensatz zur üblichen Gyratordefinition ein ohmscher Abschluß des Ausgangstors vorliegt.

** Superkapazitäten werden in der englischsprachigen Literatur mit FDNR bezeichnet (*Frequency Dependent Negative Resistor*) [56]. In der deutschsprachigen Literatur findet sich auch "*Hyperkapazität*" [13].

Schließlich ermöglicht die Bauelementekonfiguration $Z_1 = R_1$, $Z_2 = 1/(pC_2)$, $Z_3 = R_3$, $Z_4 = 1/(pC_4)$ und $Z_a = R_5$ die Eingangs-impedanz

$$Z_e = p^2 \cdot LS \quad (2.8-7)$$

mit der sogenannten *Superinduktivität*

$$LS = R_1 \cdot R_3 \cdot R_5 \cdot C_2 \cdot C_4 \quad . \quad (2.8-8)$$

Die Verwendung dieser Netzwerkelemente wird im folgenden betrachtet. Für Netzwerke zur Realisierung hochliegender Bauelemente L, CS und LS wird auf die Literatur verwiesen (z.B. [57]).

b) Gyrator-C-Filter

In einer Reaktanzschaltung können alle geerdeten und hochliegenden (*floating*) Induktivitäten durch aktive RC-Netzwerke simuliert werden. Nachdem der Schaltungsaufwand für geerdete Induktivitäten besonders gering ist, erweist sich die direkte L-Simulation besonders effizient bei Hochpaßfiltern und bei denjenigen Bandpässen, die im oberen Sperrbereich nur einen Dämpfungspol bei $\omega \rightarrow \infty$ besitzen. Die Bilder 2.8-5/6 verdeutlichen diese Simulationsmethode. Hier sei auch die Einsatzmöglichkeit der neuen Einoperationsverstärker-Schaltung aus Abschn. 4 erwähnt. Weiterhin wurden auch verschiedene integrierbare Gyrtorschaltungen mit Bipolar-Transistoren vorgestellt [60,61].

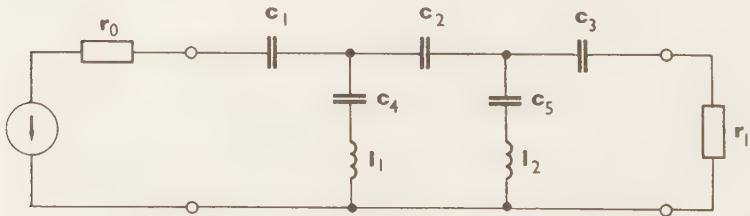


Bild 2.8-5. Cauer-LC-Hochpaß

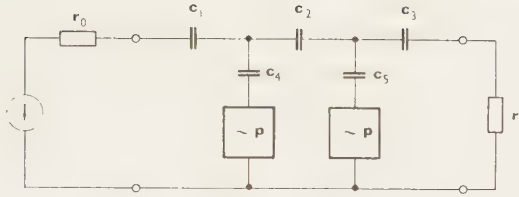


Bild 2.8-6. Aktive RC-Hochpaßschaltung mit L-Simulation

c) Simulation mit Superkapazitäten und Superinduktivitäten

In LC-Kettenschaltungen, die nur geerdete Kondensatoren enthalten, kann das Problem der *erdfreien* Induktivitäten umgangen werden. Derartige Strukturen ergeben sich bei Tiefpaßfiltern und bei Bandpässen, die im unteren Sperrbereich nur einen Dämpfungspol bei $\omega = 0$ besitzen (Bild 2.8-7).

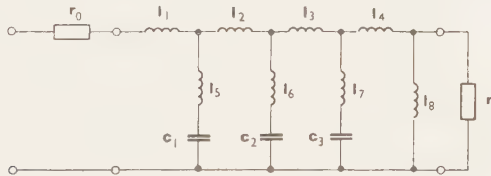


Bild 2.8.7. LC-Bandpaß mit einem Pol bei $\omega = 0$

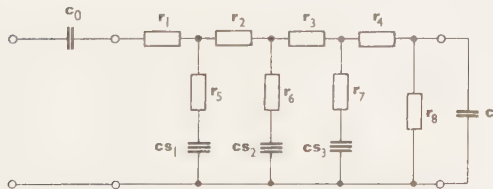


Bild 2.8-8. Superkondensatorschaltung nach der Impedanztransformation mit dem Faktor $1/p$

Die Impedanztransformation mit dem Faktor $1/p$ (BRUTON 1969, [15]) führt in normierter Form alle Widerstände in Kondensatoren, alle Induktivitäten in Widerstände und alle Kondensatoren in Superkondensatoren über (Bild 2.8-8). Die Abschlußwiderstände des Filters müssen für eine unveränderte Übertragungsfunktion ebenfalls transformiert werden. In vielen Betriebsfällen sind diese Abschlußwiderstände allerdings durch den Innenwiderstand der speisenden Signalquelle und durch den Eingangswiderstand der folgenden Stufe festgelegt. Diese Schwierigkeit kann durch den Einsatz von Trennverstärkern gelöst werden. Analog zur Transformation mit $1/p$ kann in induktivitätsarmen Netzwerken sinnvollerweise eine Transformation mit dem Faktor p verwendet werden.

Diese Transformation führt ohmsche Widerstände in Induktivitäten, Kapazitäten in Widerstände und Induktivitäten in Superinduktivitäten über. Nachteilig ist hier die erdfreie Induktivität l_0 . Die Bilder 2.8-9/10 beschreiben diese Transformation am Beispiel eines Cauer-Hochpasses. Tabelle 2.8-1 faßt die Eigenschaften der beiden Impedanztransformationen zusammen.

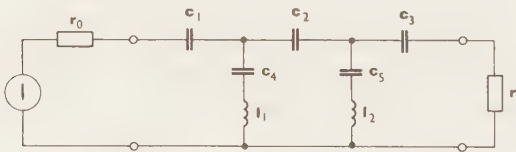


Bild 2.8-9. Cauer-LC-Hochpaß

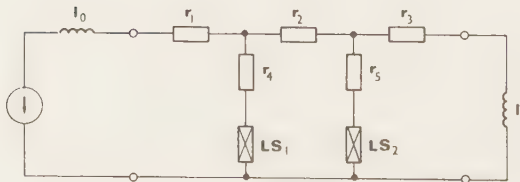


Bild 2.8-10. Superinduktivitäten-Schaltung nach der Impedanztransformation mit dem Faktor p

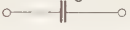
Impedanztransformation mit dem Faktor $1/p$	Original- elemente	Impedanztransformation mit dem Faktor p
		
		
		

Tabelle 2.8-1. Die Impedanztransformation eines Netzwerks mit dem Faktor $1/p$ oder p

Neben der L-, CS- und LS-Simulation können auch *verallgemeinerte Impedanz-Konverter* in alle Netzwerktore eingefügt werden. In dieser Simulationstechnik treten Kapazitäten nur in den Impedanz-Konvertern auf. Ihre Werte können frei gewählt werden. Für Details wird auf das Schrifttum [49,58] verwiesen.

2.8.4 Aktive Filter auf der Grundlage von Zustandsvariablen und Analogrechenschaltungen

Die Zustandsraumbeschreibung eines Netzwerks führt auf eine Methode zur *direkten* Realisierung einer Übertragungsfunktion $H(p)$ vom Grad n mittels einer aktiven RC-Schaltung [59,62,63]. Eine LC-Referenzschaltung wird zunächst mit Hilfe der *Zustandsvariablenmethode* analysiert. Die Zustandsraumschaltung kann durch Summierer, Integratoren und Inverter verwirklicht werden. Ein Filter mit der Übertragungsfunktion

$$H(p) = \frac{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \quad (2.8-9)$$

besitze die Zustandsraumbeschreibung [64]

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 - a_1 b_2 \\ b_0 - a_0 b_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0] ; \quad \mathbf{D} = 0$$

Aus den Zustandsraumgleichungen

$$p \mathbf{Z} = \mathbf{A} \mathbf{Z} + \mathbf{B} X \quad (2.8-10)$$

und

$$Y = \mathbf{C} \mathbf{Z} + \mathbf{D} X \quad (2.8-11)$$

(mit den Frequenzgrößen: $\mathbf{Z}$ = Zustandsvektor, X = Eingangsgröße und Y = Ausgangsgröße) resultiert die Schaltung in Bild 2.8-11.

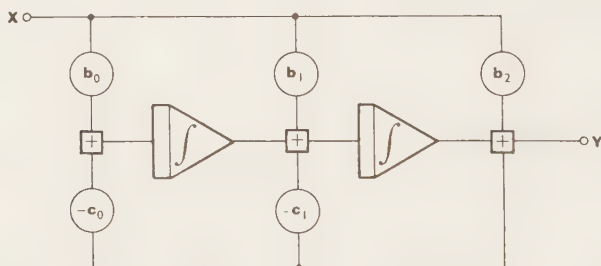


Bild 2.8-11. RC-aktives Filter in Analogrechenschaltung

Die so erhaltenen Zustandsfilter zeichnen sich durch geringe Empfindlichkeiten und gute Stabilität aus [13,62]. Die Zustandsraumbeschreibung ist eng mit den Analogrechenschaltungen verknüpft. Die Realisierung der Schaltung in Bild 2.8-11 kann vorteilhaft durch die Elemente von Analogrechennetzwerken erfolgen. Die Integratoren sind hierbei als *Summationsintegratoren*

in integrierter Form verwirklicht. Einfache Widerstandsnetzwerke (Spannungsteiler) bilden die Koeffizientenmultiplizierer. Praktisch ausgeführte Filter sind in [3,62] enthalten.

2.8.5 Aktive RC-Filter in Kaskadentechnik

Die *Kaskaden-* oder *Stufentechnik* repräsentiert eine häufig verwendete Alternative zu simulierten RLC-Filtern. Überwiegend wird die Kettenschaltung von Filtern erster oder zweiter Ordnung benutzt. Einige Grundfilterstrukturen (*Resonatoren*) werden in den Abschnitten 2.8.6/7 kurz vorgestellt. Zur Anwendung der Kaskadentechnik wird eine vorgegebene Übertragungsfunktion $H(p)$ in Teilfaktoren zerlegt, die getrennt realisiert werden (Bild 2.8-12).

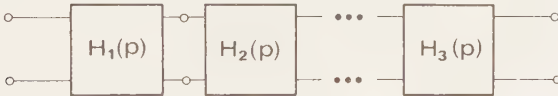


Bild 2.8-12. Kaskadenrealisierung einer Übertragungsfunktion $H(p)$

Für die rückwirkungsfrei zu kaskadierenden Teilschaltungen sind für den Grad 1 und 2 eine Vielzahl von Grundresonatoren bekannt [3,13,65-71]. Die Zerlegung einer Übertragungsfunktion in Teilübertragungsfunktionen erster und zweiter Ordnung und ihre Darstellung als Filterkaskade ist nicht eindeutig. Pole und Nullstellen können unterschiedlich einander zugeordnet werden, weiterhin bietet die Reihenfolge Freiheitsgrade. Die gewählte Zerlegung beeinflusst in praktischen Filtern Dynamik und Rauschen erheblich. Das Problem der *optimalen Dekomposition* ist beispielsweise in den Schriften [72,73] bearbeitet. Drei Fragestellungen resultieren:

- Pol-Nullstellenzuordnung,
- Reihenfolge der Funktionsblöcke $H_i(p)$,
- Verstärkungsfaktoren V_i der Blöcke i .

Eine Grundregel bildet die Realisierung des Polpaares mit der niedrigsten Güte in der ersten Stufe, das mit der nächsthöheren Polgüte in der folgenden usw. [74]. Neben der Dynamik wird auch das Rauschen von der Dekomposition beeinflusst. Hier kann ein Tief- oder Bandpaßteilblock am Kaskadenende plaziert werden, um eine Bandbegrenzung des Rauschens der vorhergehenden Stufen zu ermöglichen.

2.8.6 Einige Filterstufen mit einem Operationsverstärker
Bild 2.8-13 zeigt die "klassische" Rückkopplungsanordnung, die den von SALLEN und KEY 1955 [42] vorgeschlagenen Schaltungen zu Grunde liegt.

Mit der Übertragungsfunktion

$$H_{13}(p) = \left. \frac{U_3}{U_e} \right|_{U_a = 0} = \frac{A(p)}{B(p)} \quad , \quad (2.8-12)$$

der Rückkopplungsübertragungsfunktion

$$H_{23}(p) = \left. \frac{U_3}{U_a} \right|_{U_e = 0} = \frac{C(p)}{D(p)} \quad (2.8-13)$$

und der Spannungsverstärkung

$$V = \frac{U_a}{U_3} \quad (2.8-14)$$

folgt die Übertragungsfunktion $H(p)$ der gesamten Schaltung

$$H(p) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{V \cdot A(p)}{D(p) - V \cdot C(p)} \quad (2.8-15)$$

Gemäß Gl. (2.8-15) werden die Pole ausschließlich von der Rückkopplungsschleife bestimmt. Die im Nenner auftretende Differenz führt zum eingangs erwähnten Empfindlichkeitsproblem. Für Polgüten ≤ 5 können die (mitgekoppelten) SALLEN & KEY-Filter für praktische Schaltungen verwendet werden, ohne unwirtschaftliche Toleranzforderungen zu erhalten [28].

Eine weitere "klassische" Methode zur Realisierung von Filterstufen enthält Bild 2.8-14 [13]. Hier wird ein Breitbandver-

stärker durch einen RC-Vierpol *gegengekoppelt*. Die Gegenkopplung invertiert eine Nullstelle des Rückkoppelnetzwerks in eine Polstelle.

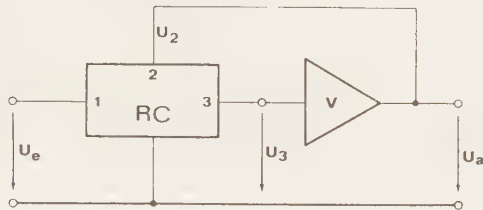


Bild 2.8-13. Grundstruktur der SALLEN & KEY-Schaltungen

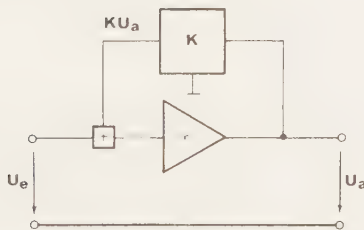


Bild 2.8-14. RC-gegengekoppelter Verstärker mit $V \propto \alpha$

Für eine hinreichend hohe Polgüte resultieren allerdings strenge Forderungen an die Phasenreinheit und Verstärkung des aktiven Elements. Gleichermaßen werden geringe Bauelementetoleranzen des Rückkoppelvierpols nötig. Die Auswertung der genannten Rückkopplungsschaltungen für spezielle Tief-, Hoch- und Bandpässe ist insbesondere in [13] sorgfältig dokumentiert. Deshalb soll hier auf die Angabe spezieller Resonatorschaltungen verzichtet werden. Abschließend sei noch die NIC-Realisierungsmethode nach LINVILL [75] erwähnt. Ein Negativ-Impedanz-Konverter transformiert die RC-Abschluß-Impedanz Z_b in das Negative (Bild 2.8-15). Damit

resultiert ein negativer Widerstand und eine negative Kapazität. Der negative Widerstand entdämpft den positiven Wirkwiderstand der Impedanz Z_a . Die negative Kapazität führt zu einer *Pseudoresonanz* mit der positiven Kapazität in Z_a . Die Anordnung benutzt somit das *Entdämpfungsprinzip*. Die resultierenden Differenzbildungen [8] führen zu erheblichen praktischen Schwierigkeiten, wenn sie durch Differenzen großer Größen entstehen. Die Toleranzempfindlichkeit der LINVILL-Struktur verhinderte einen praktischen Einsatz (vgl. Abschn. 3).

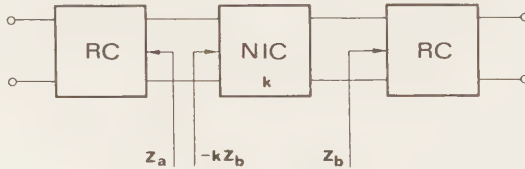


Bild 2.8-15. LINVILL-Struktur

2.8.7 Einige Filterstufen mit zwei Operationsverstärkern

Filterstufen mit einem Operationsverstärker besitzen bezüglich Stabilität und Güte verschiedene Nachteile. Ein weiterer Operationsverstärker erhöht die Einsatzfrequenz und führt zu großen Polgüten. Gleichzeitig vereinfacht sich der Schaltungsentwurf. Bild 2.8-16 zeigt eine allgemeine Filterschaltung mit zwei Operationsverstärkern.

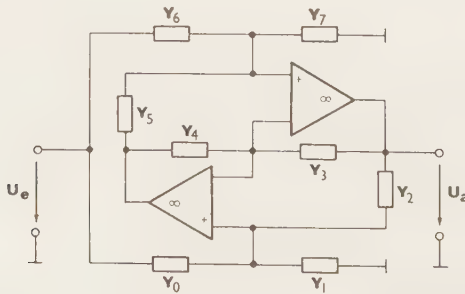


Bild 2.8-16. Allgemeines Filternetzwerk mit zwei Operationsverstärkern

Eine einfache Analyse führt zur Übertragungsfunktion

$$H(p) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{Y_6(Y_2Y_4 + Y_1Y_4) + Y_0(Y_3Y_5 - Y_7Y_4)}{(Y_0 + Y_1)Y_3Y_5 + (Y_6 + Y_7)Y_2Y_4} \quad (2.8-16)$$

Im erregungsfreien Zustand ($U_e = 0$) liegen die Leitwerte $Y_1 = Y_0 + Y_1$ bzw. $\tilde{Y}_6 = Y_6 + Y_7$ jeweils an Masse, es resultiert die Resonatorschaltung in Bild 2.8-17.

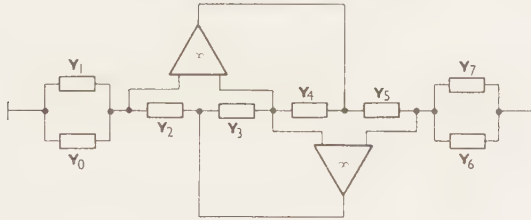


Bild 2.8-17. Grundstruktur zu Bild 2.8-16 (Resonator aus sechs passiven Elementen)

Dieser Resonator aus sechs passiven Elementen besitzt die charakteristische Gleichung

$$\tilde{Y}_1 Y_3 Y_5 + Y_2 Y_4 \tilde{Y}_6 = 0 \quad (2.8-17)$$

Die Resonatoreigenschaft wird verdeutlicht, wenn in Gl. (2.8-17) beispielsweise für Y_3 und Y_5 Kapazitäten und für den Rest ohmsche Leitwerte gewählt werden. Die resultierende Eigenwertgleichung besitzt damit imaginäre Nullstellen. Durch die spezielle Wahl der passiven Elemente können Tief-, Hoch-, Band-, Allpässe und Bandsperrern realisiert werden. Auch endliche Übertragungsnullstellen sind möglich. Repräsentativ enthält Bild 2.8-18 die Elementekonfiguration für einen aktiven Allpaß 2. Grades.

Bild 2.8-19 zeigt eine Filterstufe 2. Ordnung mit einem Nullstellenpaar auf der $j\omega$ -Achse und den zugehörigen P/N-Plan. Für alle weiteren Schaltungstypen sei auf das Schrifttum verwiesen (insbesondere [3,13,74]).

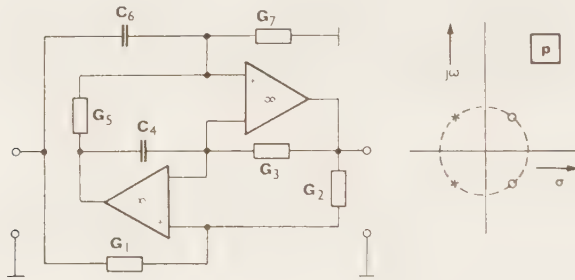


Bild 2.8-18. Allpaß zweiten Grades (rechts) und der zugehörige P/N-Plan (links)

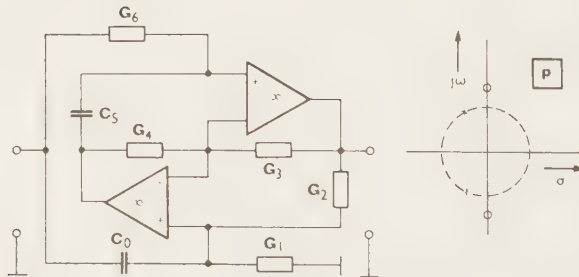


Bild 2.8-19. Filter zweiten Grades mit einer Übertragungsnullstelle bei einer endlichen Frequenz (rechts) und der zugehörige P/N-Plan (links)

2.8.8 Schrifttum zu aktiven Filtern mit konzentrierten Bauelementen

- [1] Mitra, S.K.: Analysis and synthesis of linear active networks. Wiley & Sons, New York 1968.
- [2] Huelsmann, L.P.: Theorie and design of active RC circuits. McGraw-Hill, New York 1968.
- [3] Heinlein, W.E.; Holmes, W.H.: Active filters for integrated circuits. Oldenburg-Verlag, München 1974.
- [4] Znamenskij, A.E.; Tepljnk, I.N.: Active RC-Filter. Swjas-Verlag, Moskau 1970.
- [5] Langer, E.: Spulenlose Hochfrequenzfilter. Siemens-Verlag, München 1969.
- [6] Newcomb, R.W.: Active Integrated Circuit Synthesis. Prentice-Hall, London 1968.
- [7] Mitra, S.K.: Active Inductorless Filters. IEEE Press, New York 1971.
- [8] Unbehauen, R.: Synthese elektrischer Netzwerke. Oldenburg-Verlag, München 1972.
- [9] Unbehauen, R.; Mayer, A.: Netzwerksynthese in Beispielen, Bd. I,II. Oldenburg-Verlag, München 1977.
- [10] Rupprecht, W.: Netzwerksynthese. Springer-Verlag, Berlin 1972.
- [11] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Springer-Verlag, Berlin 1978.
- [12] Vahldick, H.: Aktive RC-Filter. Oldenburg-Verlag, München 1976.
- [13] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 3, insbesondere Abschn. 3.7. Hansen-Verlag, München 1978.
- [14] Göckler, H.: Über Realisierungsmöglichkeiten beim Entwurf von Gyrator-C-Filtern. AEÜ, Bd. 28, 1974, H. 1, S. 15-24.
- [15] Bruton, L.T.: Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance. IEEE Transact. Circ. Theory, Bd. 16, 1969, H. 8, S. 406-408.
- [16] Wupper, H.: Eine neue Methode zum Aufbau spulenloser aktiver Filter. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 9, S. 339-342.

- [17] Wupper, H.: New active filter with reference to classical ladder filters. Proc. SSCT Prag 1974, Bd. 2, S. 151-155.
- [18] Sienko, W.; Gdansk; Krüger, K.E.: Über einige Eigenschaften des aktiven RC-Wellenfilters. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 5, S. 192-197.
- [19] Seidel, V.: Filterbausteine für aktive RC-Filter mit Mehrfachrückkopplung. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 5, S. 202-205.
- [20] Holmes, W.H.; Heinlein, W.; Grützmann, S.: Empfindlichkeit von LC-Filtern, aktiven RC-Filtern und aktiven C-Filtern. Frequenz, Bd. 22, 1968, H. 1, S. 2-11.
- [21] Holt, A.; Lee, M.: Sensitivity comparison of active-cascades and inductance-simulation schemes. Proc. IEEE Bd. 119, 1972, H. 3, S. 277-282.
- [22] Fritzche, G.: Prinzipien zur mikroelektronischen Realisierung frequenzselektiver Schaltungen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 29, 1979, H. 8, S. 312-315.
- [23] Fritzche, G.: Probleme und Ergebnisse beim Entwurf aktiver Analognetzwerke. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 28, 1978, H. 1, S. 24-26.
- [24] Seidel, V.: Zum gegenwärtigen Stand und zu einigen Entwicklungstendenzen der aktiven RC-Realisierungen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 29, 1979, H. 11, S. 449-453.
- [25] Eysen, S.: Eine empfindlichkeitsoptimale Gruppe von RC-Verstärkerfiltern zweiten Grades und einem einzigen Operationsverstärker, NTZ 1974, H. 5, S. 171-175.
- [26] Seidel, V.: Entwurfsgesichtspunkte, Realisierung und Variantenvergleich von rausch- und klirrarmen aktiven RC-Filtern. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 10, S. 428-432.
- [27] Böhme, R.; Malter: Entwurf aktiver RC-Filter in Kaskadentechnik. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 5, S. 211-213.
- [28] Heinlein, W.: Grundlagen der Technik spulenloser integrierbarer Filter. Entwicklungsberichte, Siemens-Halske-Werke, Bd. 31, Sept. 1968, S. 3-10.

- [29] Gaiser, R.: Filter mit Spannungsverstärkern und Negativ-Impedanz-Konvertern. Entwicklungsberichte Siemens-Halske-Werke, Bd. 31, Sept. 1968, S. 11-15.
- [30] Jaumann, A.: Aktive RC-Brückenfilter. Entwicklungsberichte Siemens-Halske-Werke, Bd. 31, Sept. 1968, S. 17-21.
- [31] Jaumann, A.: Aktive RC-Brückenfilter als Bandfilter. NTZ, 1968, H. 8, S. 453-456.
- [32] Anandamohan, P.V.: Low Pass and Notch Filters Using the Operational Amplifier Pole. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 8, S. 1160-1162.
- [33] Nandi, R.: A New Active-R Nonideal Series Resonator and its Application in a Low-Pass Filter Realization. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 7, S. 1078-1080.
- [34] Soliman, A.M.; Fawzy, M.: Active-R Resonator Realization. Proc. IEEE, Vol. 66, 1978, H. 2, S. 254-255.
- [35] Soderstrand, M.A.: Active R Ladders: High-Frequency High Order Low-Sensitivity Active R Filters without Extrunual Capacitors. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 12, S. 1032-1038.
- [36] Schaumann, R.; Brand, J.R.: MOS Compatible, All Capacitor Biquadratic Active Filter. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 4, S. 689-690.
- [37] Fliege, N.: Übersichtsbeitrag Eigenschaften und Entwurf aktiver Filter. NTZ, Bd. 26, 1973, H. 9, S. 423-434.
- [38] Holmes, W.H.: A New Method of Gyrator-RC-Filter Synthesis. Proc. IEEE, Bd. 54, 1966, S. 1459-1460.
- [39] Lovering, W.F.: Analog Computer Simulation of Transfer Function. Proc. IEEE, Bd. 53, 1965, S. 306-307.
- [40] Akerberg, O.; Mossberg, K.: Low-sensitivity easily Trimmed Standard Building Block for Active RC Filters. Electron. Lett., Bd. 5, 1969, H. 6, S. 528-529.
- [41] Möckel, W.: Analyse und Entwurf von Zustandsfiltern mit Integratoren bei realen Verstärkereigenschaften. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 5, S. 214-217.

- [42] Sallen, R.P.; Key, E.L.: A practical method of designing RC active Filters. IRE Trans. Circ. Theory, Bd. 2, 1955, S. 74-85.
- [43] Linvill, J.G.: RC active filters. Proc. IRE, Bd. 42, 1954, S. 555-564.
- [44] Yanagisawa, T.: RC Active Networks Using Current Inversion Type Negative-Impedance Converters. IRE Trans. Circ. Theory, Bd. 4, 1957, S. 140-144.
- [45] Kuh, E.S.: Transfer Function Synthesis of Active RC Networks. IRE Trans. Circ. Theory, Bd. 7, (Special Supplement), 1960, S. 3-7.
- [46] Hakim, S.S.: RC active Filters using an Amplifiers as the Active Element. Proc. IEE, Bd. 112, 1965, S. 901-902.
- [47] Holmes, W.H.: A New Method of Gyrator-RC Filter Synthesis. Proc. IEEE, Bd. 54, 1966, S. 1459-1460.
- [48] Mitra, S.K.: Transfer Function Realization Using RC One-Ports and two Grounded Voltage Amplifiers. Proc. First Ann. Princ. Conf. Inf. Sciences and Syst. Princeton Univ. 1967, S. 18-23.
- [49] Fliege, N.: Entwurf RC-aktiver Filter mit nichtidealen Verstärkern. Diss., Karlsruhe 1977.
- [50] Gensel, J.: RC-active networks considered from the Q-enhancement point of view. Proc. of Summer School on Circuit Theory, Prag 1968.
- [51] Gensel, J.; Seidel, V.: Aktive RC-Schaltung mit imaginären Nullstellen. Wirtschaftspatent der DDR 109 781, 12.11.1974.
- [52] Timpl, H.: Der allgemeine Immittanzkonverter und seine Anwendungen in Filterschaltungen. Diss., Dresden 1976.
- [53] Girling, F.; Good, E.: Active filters, part. 12: The leap-frog or active-ladder synthesis. Wireless World, 1970, H. 2, S. 341-345.
- [54] Böhme, R.: Entwurf aktiver RC-Filter in Kaskadentechnik. Diss., Dresden 1975.
- [55] [4/2].
- [56] Jay, F.: IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms. IEEE, New York 1978.

- [57] [4/9].
- [58] Schwartz, E.; Schwartz, H.-D.: On Active RC Synthesis of Immittances. AEÜ, Bd. 31, 1977, H. 2, S. 53-59.
- [59] Gensel, J.: Das Zustandsfilter - eine Struktur optimaler Empfindlichkeit. Fernmeldetechnik, Bd. 12, 1972, H. 3.
- [60] Seitzer, D.: Ein integrierbarer Y-Gyrator mit Bipolartransistoren. AEÜ, Bd. 30, 1976, H. 1, S. 13-18.
- [61] Hamdy, N.A.: Einsatz von Verbandtransistoren zum Aufbau integrierbarer spannungsgesteuerter Stromquellen und Y-Gyratoren. Diss., Universität Erlangen 1979.
- [62] Möckel, W.: Analyse und Entwurf von Zustandsfiltern mit Integratoren bei realen Verstärkereigenschaften.
- [63] Perry, D.J.: New Multiple Feedback Active RC-Network. Electr. Latt., Bd. 11, 1975, H. 8, S. 364-365.
- [64] Unbehauen, R.: Systemtheorie. Oldenburg-Verlag, München 1971.
- [65] Seidel, V.: Aktives RC-Teilfilter mit drei frequenzbestimmenden Kapazitäten. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 23, 1973, H. 1, S. 10-13.
- [66] Fliege, N.: Broadbanding Techniques for RC-Active Filters with two Operational amplifiers. NTZ, Bd. 31, 1978, H. 4, S. 289-292.
- [67] Bergmann, K.; Eysen, S.: Classical and Q-Sensitivity of Second Order Active RC Filters. NTZ, Bd. 28, 1975, H. 5, S. 170-171.
- [68] Fliege, N.: Elliptic-Function Filters in Active Cascading Technique. NTZ, Bd. 28, 1975, H. 4, S. 128-132.
- [69] Thielmann, H.: Aktive RC-Filter zweiten Grades mit entkoppelt einstellbaren Parametern. NTZ, Bd. 27, 1974, H. 7, S. 266-271.
- [70] Eysen, S.: Eine empfindlichkeitsoptimale Gruppe von RC-Verstärkerfiltern zweiten Grades mit einem einzigen Operationsverstärker. NTZ, Bd. 27, 1974, H. 5, S. 171-175.
- [71] Biey, M.; Premoli, A.: A new class of multiple-critical-pole equal-ripple rational (MCPER) Functions for the design of cascaded RC-active filters with low Q-factors. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 1, S. 19-27.

- [72] Lüder, E.: A decomposition of a transfer function minimizing distortion and inband losses. BSTJ, Bd. 49, 1970, H. 3, S. 544-569.
- [73] Lüder, E.: Eine Kettenschaltung RC-aktive Vierpole mit maximalem Dynamikbereich. AEÜ, Bd. 24, 1970, H. 10, S. 467-470.
- [74] Fliege, N.: Lineare Schaltungen mit Operationsverstärkern. Springer-Verlag, Berlin 1979.
- [75] [5/92].
- [76] Kliem, V.: Entwurf und hybride Integration aktiver RC-Filter bei der Entwicklung moderner Nachrichtensysteme, dargestellt am Beispiel eines PCM-Kanalfilters. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 29, 1979, Teil 1: H. 6, S. 224-228, Teil 2: H. 7, S. 280-282.
- [77] Kliem, V.: Beitrag zur Realisierung von kanonischen LC-Filtern mit induktiver Kopplung am Beispiel eines PCM-Kanalfilters. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 29, 1978, H. 9, S. 379-383.
- [78] Acar, C.; Ghausi, M.S.: Design of high-order active Filters in integrated circuits. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-13, 1978, H. 2, S. 273-276.
- [79] Orchard, H.J.: Loss sensitivities in singly and doubly terminated filters. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-26, 1979, H. 5, S. 293-297.
- [80] Tow, J.: Some Results on Two-Section Generalized FLF Active Filters. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 4, S. 181-184.
- [81] Martin, K.; Sedra, A.S.: Design of Signal-Flow Graph (SFG) Active Filters. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 9, S. 185-195.
- [82] Biey, M.; Premoli, A.: Design of Low-Pass Maximally Flat RC-Active Filters with Multiple Real Pole: The MURRONAF Polynomials. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 4, S. 196-200.
- [83] Dubois, D.; Neiryneck, J.: Synthesis of a Leapfrog Configuration Equivalent to an LC-Ladder Filter Between Generalized Terminations. IEEE, Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-24, 1977, H. 11, S. 590-597.

2.9 Aktive Filter mit verteilten Parametern

Gemäß früheren Ausführungen können aktive RC-Filter gegenwärtig vorteilhaft in Hybridtechnik aufgebaut werden. Monolithisch integrierbare aktive RC-Filter sind dagegen nur bei weniger strengen Selektionsforderungen realisierbar [9,11]. Für die technologischen Aspekte der Dünn- und Dickschichttechnik sei auf den Abschn. 2.1 verwiesen. Hier sollen die Bauelemente elektrischer Filter mit verteilten Parametern und einige Entwurfsaspekte vorgestellt werden. Im Gegensatz zu den konstituierten Verfahren aktiver Filter mit konzentrierten Bauelementen sind die verteilten Filterstrukturen aktueller Forschungsgegenstand.

2.9.1 Verteilte Bauelemente

Zwei wichtige verteilte Strukturen können unterschieden werden: Das $\overline{RC}$ - und das $\overline{CRC}$ -Netzwerk. Die Überstreichung der Bauelementesymbole soll im weiteren den verteilten Charakter kennzeichnen.

a) $\overline{RC}$ -Leistungsstruktur

Bild 2.9-1 beschreibt den Aufbau einer $\overline{RC}$ -Leitung.

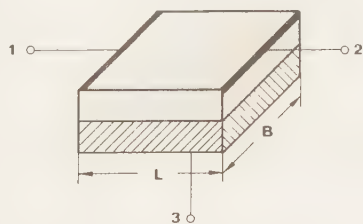


Bild 2.9-1. Aufbau einer $\overline{RC}$ -Struktur (schraffiert: Dielektrische Schicht, grau: Widerstandsschicht)

Auf einer kontaktierten dielektrischen Schicht (*Flächenkapazität*) befindet sich ein Widerstandsgebiet (*Flächenwiderstand*), das zwei Kontaktierungen aufweist. Das gebräuchliche Schaltsymbol ist in Bild 2.9-2 dargestellt [1,2,12]. R repräsentiert den Gesamtwiderstand, C die Gesamtkapazität des Bauelements.

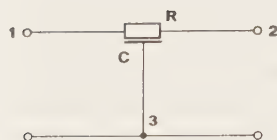


Bild 2.9-2. Schaltsymbol einer $\overline{RC}$ -Struktur

b) $\overline{CRC}$ -Leistungsstruktur

Durch zwei dielektrische Schichten, die ein Widerstandsgebiet umschließen, entsteht ein Bauelement mit zwei Flächenkapazitäten (Bild 2.9-3). Sein Schaltsymbol ist in Bild 2.9-4 enthalten.

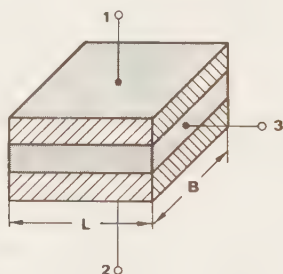


Bild 2.9-3. Aufbau einer $\overline{CRC}$ -Struktur (schraffiert: Dielektrische Schicht, grau: Widerstandsschicht)

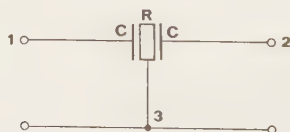


Bild 2.9-4. Schaltsymbol einer $\overline{CRC}$ -Struktur

c) Zwei einfache Filterbeispiele

Die verteilten Bauelemente können in den bekannten RC-Netzwerken der konzentrierten aktiven Filter eingesetzt werden (vgl. Abschn. 2.8). Auf diese Weise entstehen aus speziellen SALLEN & KEY-Schaltungen die Tiefpaßstruktur (Bild 2.9-5) und das Hochpaßnetzwerk (Bild 2.9-6) [13].

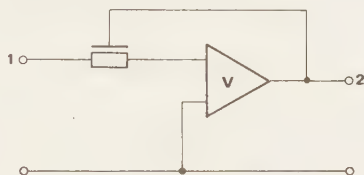


Bild 2.9-5. Tiefpaßfilter mit $\overline{RC}$ -Netzwerk

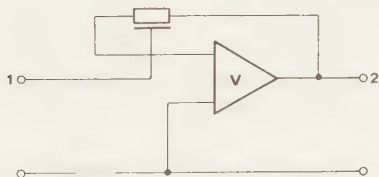


Bild 2.9-6. Hochpaßfilter mit $\overline{RC}$ -Netzwerk

In rein passiver Form ermöglichen die $\overline{RC}$ - und $\overline{CRC}$ -Leitungen den Aufbau von Bandsperrern durch Doppel-T-Netzwerke [1].

2.9.2 Einige Syntheseverfahren für verteilte aktive RC-Filter

Die Beschreibung der $\overline{RC}$ - und $\overline{CRC}$ -Leitungen durch π - oder T-Ersatzschaltungen führt zu transzendenten Funktionen mit komplexen Variablen. Das Ziel der Syntheseverfahren für verteilte Strukturen ist, rationale Funktionen und damit die Anwendung konventioneller Entwurfsverfahren zu ermöglichen. Eine Möglichkeit bieten spezielle Geometrien der $\overline{RC}$ -Schichten, die zu einer Rationalisierung der Admittanzmatrix-Koeffizienten führen [14,15]. Zwei neuere Verfahren sollen kurz betrachtet werden.

a) Syntheseverfahren von KVASIL und PSENICKA

In [6] wird die $\overline{CRC}$ -Struktur aus Bild 2.9-3 durch eine Ersatzschaltung gemäß Bild 2.9-7 beschrieben.

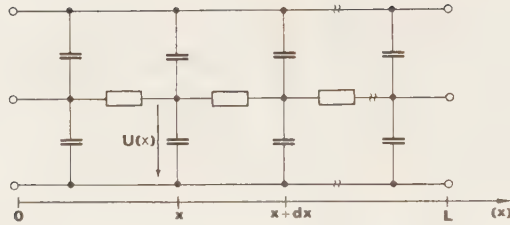


Bild 2.9-7. Eindimensionales Ersatzschaltbild einer CRC-Struktur

Zur Berechnung wird konstanter Widerstandsbelag $\bar{R}(x)$ in x-Richtung und verschwindender Widerstand in y-Richtung vorausgesetzt. Die Kapazitätsbeläge $\bar{C}_1(x)$ und $\bar{C}_2(x)$ werden als Funktion in x angesetzt. Die Auswertung der DIRICHLETSCHEN Bedingungen [6] führt zu einem Spannungsverlauf

$$U(x) = U_1 \frac{\cosh \gamma(x-L)}{\cosh(\gamma L)} \quad (2.9-1)$$

mit

$$\gamma^2 = \bar{R} (\bar{G} + p\bar{C}) \quad , \quad (2.9-2)$$

$$\bar{C} = \bar{C}_1(x) + \bar{C}_2(x) \quad \text{und} \quad (2.9-3)$$

der Spannung U_1 an der Stelle $x = 0$.

Für einen Betriebsfall nach Bild 2.9-8 können die Admittanzmatrix-Koeffizienten ermittelt werden.

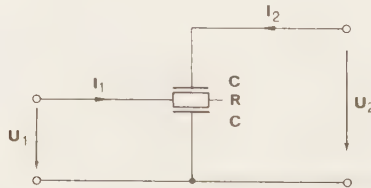


Bild 2.9-8. CRC-Struktur zur Berechnung von Y_{21} , Y_{22}

$$-Y_{21} = \frac{\pi \cdot B}{2R_T} \sum_{n=0}^M \frac{(2n+1) \cdot p \cdot y_n}{p + \sigma_n}, \quad M \in \mathbb{N}, \quad (2.9-4)$$

$$Y_{22} = \frac{2C_T}{\pi} \sum_{n=0}^M \left[\frac{py_n}{2n+1} - \frac{\pi p^2 y_n^2}{4(p + \sigma_n)} \right] \quad (2.9-5)$$

mit den Größen

$$R_T = \frac{L \cdot R}{B}, \quad (2.9-6)$$

$$C_T = B \cdot L \cdot C, \quad (2.9-7)$$

$$\sigma_n = \frac{(2n+1)^2 \pi^2}{4R_T C_T} = (2n+1)^2 \sigma_0, \quad (2.9-8)$$

$$y_n = \frac{a_n}{C}. \quad (2.9-9)$$

Die Größe a_n kennzeichnet einen Reihenkoeffizienten [6]. Eine Schaltungskonfiguration nach Bild 2.9-9 besitzt die Impedanzmatrixelemente

$$Z_{12} = \frac{Z_{11}}{C} \sum_{n=0}^M \frac{(-1)^n p y_n}{p + \sigma_n} \quad (2.9-11)$$

und

$$Z_{11} = \left\{ \frac{2C_T}{\pi} \sum_{n=0}^M \left[\frac{py_n}{2n+1} - \frac{p^2 y_n^2}{p + \sigma_n} \right] \right\}^{-1} \quad (2.9-10)$$

Die mit diesen Bauelementen realisierbaren Filterfunktionen unterliegen verschiedenen Restriktionen. Beispielsweise kann die Lage der Pole nicht beliebig festgelegt werden. Nur der Pol bei $p = -\sigma_0$ ist frei wählbar, alle weiteren sind durch Gl. (2.9-8) festgelegt. Abschließend sei der Einsatz der verteilten Elemente in einer aktiven Schaltung gezeigt.

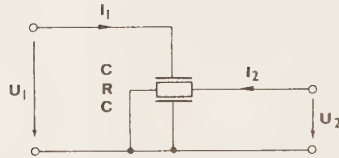


Bild 2.9-9. $\overline{\text{CRC}}$ -Struktur zur Berechnung von Z_{12} , Z_{22}

Bild 2.9-10 enthält einen Tiefpaß mit zwei $\overline{\text{CRC}}$ -Elementen. Seine Übertragungsfunktion lautet:

$$H(p) = \frac{R_{T2}}{R_{T1}} \cdot \frac{\sum_{n=0}^M (2n+1)p \cdot \frac{y_{n1}}{p+\sigma_{n1}}}{\sum_{n=0}^M (2n+1)p \cdot \frac{y_{n2}}{p+\sigma_{n2}}} \quad (2.9-12)$$

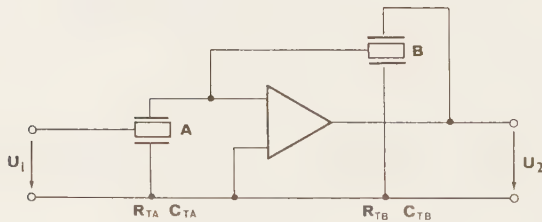


Bild 2.9-10. Tiefpaßfilter mit zwei $\overline{\text{CRC}}$ -Elementen

b) Syntheseverfahren von RENZ

Die Arbeit [7] benutzt die Tatsache, daß die Übertragungsfunktion eines Netzwerks aus homogenen $\overline{\text{RC}}$ -Leitungen mit ganzzahligen Längenverhältnissen rational in

$$z = e^{\sqrt{p}T} \quad , \quad p = \sigma + j\omega \quad * \quad (2.9-13)$$

ist.

* Normierungsfrequenz $\omega_0 = 2\pi \frac{1}{T}$

Diese Frequenztransformation ermöglicht für die T-Ersatzschaltungen der Bilder 2.9-2/4 in z rationale Übertragungsfunktionen $F_i(z)$ [7,16]. In [7] sind für alle Filtertypen die elementaren Funktionen $F_i(z)$ systematisch dokumentiert. Der Filterentwurf beginnt mit einer rationalen Approximation in p , die durch die dominierenden Pole und Nullstellen mittels $z = \exp(pT)^{1/2}$ näherungsweise realisiert wird. Für den praktischen Aufbau eignet sich die *Tantal-Dünnschichttechnik*. Hier können die RC-Leitungen mit Hilfe eines Lasers abgeglichen werden (vgl. Abschn. 2.1). Nachdem die hochleitende Deckelektrode nur mit erheblicher Beschädigungsgefahr beim Abgleich abgetragen werden kann, bestehen Untersuchungen bezüglich einer *inversen* Schichtfolge. Allerdings bereitet die außenliegende Widerstandsschicht noch technologische Schwierigkeiten [7].

2.9.3 Schrifttum zu verteilten RC-aktiven Filtern

- [1] Dutta Roy, S.C.; Shenoi, B.A.: Notch networks using distributed RC elements. Proc. IEEE, Bd. 54, 1966, S. 1220-1221.
- [2] Moschytz, G.S.: Miniaturized Filter Building Blocks Using Frequency Emphasizing Networks. Proc. Nat. L. Electron. Conf., Bd. 23, 1967, S. 364-369.
- [3] Moschytz, G.S.: FEN-Filter Design Using Tantalum and Silicon Integrated Circuits. Proc. IEEE, Bd. 58, 1970, S. 550-566.
- [4] Stein, J.: A New Look at Distributed RC Notch Filters. Proc. IEEE, Bd. 58, 1970, S. 596-598.
- [5] Stein, J.; Mulligan, J.H.; Shamis, S.S.: Realization of Transfer Functions Using Uniform RC Distributed Networks with Common Ground Connections. Dept. of Electr. Engng., New York Univ., Techn. Rep. 1966, S. 400-440.
- [6] Kvasil, J.; Psenicka, B.: Zur Synthese von aktiven Filtern mit verteilten Parametern. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 1, S. 425-427.

- [7] Renz, H.W.: Entwurf und Herstellung miniaturisierter Filter mit RC-Leitungen in Dünnschichttechnik. Diss., Stuttgart 1977.
- [8] Gupta, M.L.: Single-Section Lumped Model for Distributed RC Notch Filters. Proc. IEEE, Vol. 65, 1977, S. 1723-1725.
- [9] Tan, K.S.; Gray, P.R.: Fully Integrated Analog Filters using Bipolar JFET Technology. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-13, 1978, H. 6, S. 814-811.
- [10] Suzuki, K.; Katsuta, Y.: Miniaturized Thick-Film RC Active Filters for PCM Application. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 34-37.
- [11] Tan, K.S.; Gray, P.R.: High-order monolithic analog filters using bipolar/JFET technology. 1978 IEEE Internat. Solid-State Circ. Conf., Philadelphia, Febr. 1978.
- [12] Lüder, E.: Bau hybrider Mikroschaltungen. Springer-Verlag, Berlin 1977.
- [13] Büntig, W.: Vergleich zwischen aktiven konzentrierten und aktiven verteilten RC-Filtern. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 27, 1977, H. 3, S. 100-101.
- [14] Heizer, K.W.: Distributed RC-networks with rational transfer functions. Diss., Univ. Illinois, Sept. 1962.
- [15] Heizer, K.W.: Analysis of rectangular RC distributes circuits with shaped electrodes. IEEE Circ. Theory, Bd. 16, 1969, H. 1.
- [16] Renz, H.; Bäger, H.; Lüder, E.; Tilch, H.; Kallfass, T.: RC-Active Filters in Single-Layer Tantalum RC-Film Technology. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 37-42.
- [17] Gits, H.: A New Distributed RC-Element for Use in Active Filters. AEÜ, Bd. 30, 1976, H. 6, S. 232 ff.
- [18] Langer, E.: Charakteristische Anwendung der Dick- und Dünnschichttechnik. Int. Elektron. Rdsch., 1969, H. 6, S. 149-152.
- [19] Delfs, H.: Hybridschaltungen, Dickschichttechnik. Int. Elektron. Rdsch., 1971, H. 7, S. 175-180.
- [20] Hove, G.; Woo, B.: Synthesis of rational transfer functions with thin film distributed parameter RC active networks. NEC, 1965, S. 241.

2.10 Elektrothermische Frequenzselektion durch "*Electro-Thermal Circuits*"

2.10.1 Einführung

Verschiedene Problemstellungen erfordern Tief- und Tiefstfrequenzfilter mit einem Einsatzbereich $1 \text{ mHz} \leq f \leq 1 \text{ kHz}$. Gemäß Abschn. 2.1 erweist sich die Technologie passiver RLCÜ-Filter sowohl in konzentrierter als auch in hybrider Form für dieses Frequenzgebiet ungeeignet. RC-aktive Filter in monolithisch integrierter Form sind gemäß Abschn. 2.8/9 in zweifacher Weise ungeeignet: Einerseits begrenzen die Maximalwerte mikroelektronischer Widerstände und Kondensatoren die realisierbare Zeitkonstante ($C_{\max} \approx 500 \text{ pF}$, $R_{\max} \approx 200 \text{ k}\Omega$ $\rightarrow \tau_{\max} = R_{\max} \cdot C_{\max} \approx 0,1 \text{ ms}$; [1]), andererseits verhindert die Empfindlichkeit dieser Schaltungen den Einsatz [2]. Für Zeitkonstanten im Bereich von $\tau \approx 1 \text{ s}$ wurde in den Jahren um 1963 eine auch heute relativ unbekannte Methode verschiedentlich vorgeschlagen [1,3-12]. In sogenannten "*elektrothermischen Netzwerken*" wird die Wechselwirkung zwischen *thermischen* und *elektrischen* Eigenschaften integrierter Halbleiterschaltungen ausgenutzt. Die *thermische Kapazität* und *Leitfähigkeit* von Silizium-Material führen zu einer nutzbaren Zeitkonstanten im Sekundenbereich. Die Filterung elektrischer Signale erfordert prinzipiell Energiespeicher. In den Abschnitten 2.3 bis 2.6 wurde gezeigt, daß neben den elektrischen Speichern L, C auch mechanische Speicher verwendet werden können, beispielsweise Metallresonatoren. Allerdings wurde eine *Energiekonversion* erforderlich (Bild 2.3-1). In Analogie zu diesen Verfahren wird hier das Verwenden thermischer Energiespeicher in der Filtertechnik mit "*elektrothermischer Frequenzselektion*" bezeichnet. Auch dieses monolithisch integrierbare Verfahren, das in der Realisierung ausschließlich Widerstände, Transistoren und ein Halbleiterplättchen benötigt, verwendet eine *Energiekonversion* (Bild 2.10-1). Ein elektrisches Signal $x_e(t)$ wird zunächst in eine Temperaturgröße umgewandelt (elektrothermischer Wandler). Ein derartiger "*Heizer*" kann beispielsweise durch die Erwärmung einer Basis-Kollektor-Transistorstrecke oder durch einen ohmschen Widerstand verwirklicht werden [9].

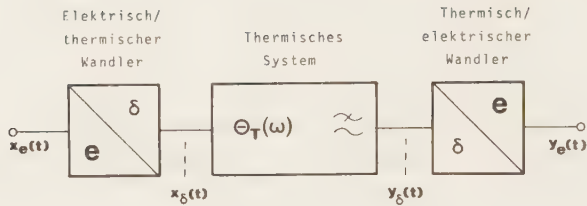


Bild 2.10-1. Arbeitsprinzip elektrothermischer Filter

Im folgenden *thermischen Pfad* erfolgt die Selektion des Temperatursignals. Anschaulich muß damit von diesem thermischen System eine bestimmte *thermische Übertragungsfunktion* gefordert werden. In einem festen Körper (beispielsweise ein Silizium-Halbleiter) erfolgen Temperaturänderungen nur relativ langsam. Eine periodische Temperaturvariation an einer bestimmten "*Sendestelle*" wird frequenzabhängig an einen "*Empfangspunkt*" übertragen werden. Schon empirisch wird eine hochfrequente Signaländerung an einer Empfangsstelle nicht oder nur gering detektiert werden können. Dagegen führt eine tieffrequente Variation zu einem hohen Transferwert. Eine derartige Anordnung besitzt offenbar *Tiefpaßcharakter*. Die thermische Übertragung wird in den folgenden Abschnitten durch eine *thermische Übertragungsfunktion* $\Theta_T(\omega)$ beschrieben. *

Das im *Temperaturbereich* gefilterte Signal ist schließlich wieder in eine elektrische Größe umzusetzen. Die typische Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung einer Diode von etwa 2 mV/K (z.B. in der Form einer Basis-Emitterstrecke eines Transistors) erfüllt diese Aufgabe. Schaltungen zur Detektion des Temperatursignals werden im weiteren als "*Sensoren*" bezeichnet. Der beschriebene Prinzipaufbau ist in Bild 2.10-2

* Die thermische Übertragungsfunktion $\Theta_T(\omega)$ kann leicht an der Übertragung von Außentemperaturänderungen in Variationen der Innentemperatur eines Gebäudes bei verschiedenen Frequenzen veranschaulicht werden.

zusammengefaßt.

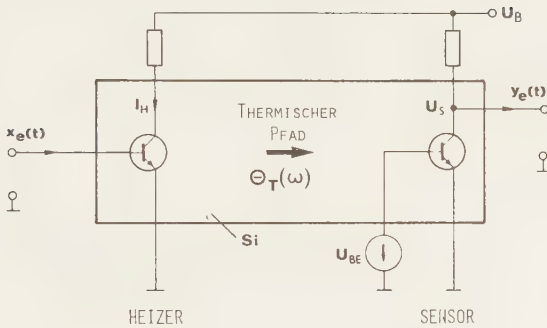


Bild 2.10-2. Grundstruktur zur thermischen Frequenzselektion

Elektrothermische Netzwerke (*electro-thermal circuit, ETC*), deren praktische kommerzielle Verwendung gegenwärtig noch nicht erfolgt, können bei einer günstigen Technologie vorteilhaft in den folgenden Bereichen der Tiefstfrequenzfilterung ("low-frequency filter") eingesetzt werden:

- Seismologie.
- Elektromedizin (EKG-, EEG-Filterung).
- Interplanetare Bildübertragung mit extrem reduzierter Bandbreite.
- Infraton-Akustik.

2.10.2 Die thermische Übertragungsfunktion

Die Eingangsgröße $x_e(t)$ in Bild 2.10-2 bewirkt einen Strom I_H im Heizkreis, der näherungsweise die Leistung

$$P_H \approx U_B \cdot I_H \quad (2.10-1)$$

in Wärme umsetzt [9,14].

Der Sensortransistor konvertiert die Kleinsignaltemperaturänderungen annähernd linear in eine Spannungsvariation

$$U_S \approx D \cdot T_S \quad (2.10-2)$$

Hierin ist D der *thermisch-elektrische Umwandlungsfaktor* mit $D \approx \frac{2 \text{ mV}}{K}$ und T_S die *Temperatur im Sensorgebiet*. Zur Definition einer thermischen Übertragungsfunktion wird zunächst die elektrische Übertragungsfunktion

$$H(\omega) = \frac{U_S}{I_H} = \frac{D \cdot T_S \cdot U_B}{P_H} = K_T \frac{T_S}{P_H} = K_T \cdot \Theta_T(\omega) \quad (2.10-3)$$

betrachtet.

Die thermische Übertragungsfunktion $\Theta_T(\omega)$ entsteht zu

$$\Theta_T(\omega) = \frac{\text{Durchschnittstemperatur im Sensorgebiet } T_S}{\text{Injizierte Leistung im Heizergebiet } P_H} \quad (2.10-4)$$

Diese Temperatur-Übertragungsfunktion kann in der Form

$$\Theta_T(\omega) = \frac{T_H}{P_H} \cdot \frac{T_S}{T_H} = \psi(\omega) \cdot \phi(\omega) \quad (2.10-5)$$

dargestellt werden. Die Größe $\psi(\omega) = T_H/P_H^*$ wird als *thermische Eingangsimpedanz*, $\phi(\omega) = T_S/T_H$ als *Temperaturausbreitungsfaktor* bezeichnet [4,5,13] (T_H : Temperatur im Heizergebiet). Abschließend zeigt Tabelle 2.10-1 die Analogien zwischen *elektrischen*, *thermischen* und zum Vergleich von *mechanischen* Grundgrößen.

Elektrisch	Thermisch	Mechanisch
Spannung U/V	Temperatur T/K	Kraft F/N
Ladung Q_e/A_s	Wärmemenge Q_t/W_s	Auslenkung s/m
Strom $\dot{Q}_e/A$	Wärmefluß $\dot{Q}_t/W$	Geschwindigkeit $\dot{s}/\frac{m}{s}$

Tabelle 2.10-1. Analogien zwischen elektronischen, thermischen und mechanischen Grundgrößen

2.10.3 Ein eindimensionales ETC-Modell mit horizontalem Wärmefluß

Für einen ersten Überblick wird hier ein ETC-Modell mit eindimensionalem und horizontalem Wärmefluß betrachtet (Bild

* Das Symbol ψ wird in diesem Abschnitt einheitlich für die thermische Eingangsimpedanz verwendet. Eine Verwechslung mit der ψ -Transformation im Abschnitt 2.13 ist deshalb ausgeschlossen.

2.10-3). Hier kann die resultierende thermische Übertragungsfunktion anschaulich durch ein elektrisches Ersatznetzwerk interpretiert werden (Bild 2.10-4). Der elektrische Kurzschluß in Bild 2.10-4 repräsentiert die Wärmesenke aus Bild 2.10-3. Die Wärmesenke mit $T = \text{const}$ dient der Ableitung der Gleichleistung, die auch ohne Signal im Arbeitspunkt des Heizerttransistors entsteht. Die Anordnung kann durch eine einseitig offene RC-Leitung mit verteilten Elementen beschrieben werden.

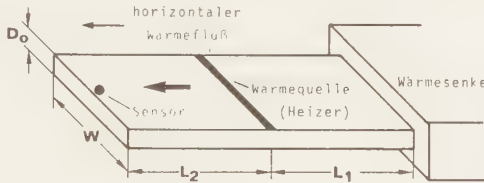


Bild 2.10-3. Eindimensionales ETC-Modell mit horizontalem Wärmefluß

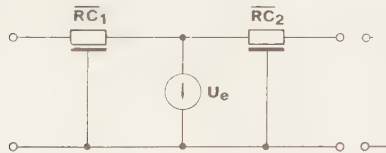


Bild 2.10-4. Elektrisches Ersatzschaltbild mit verteilten RC-Elementen (äquivalent zu Bild 2.10-3)

Nachdem im Abschnitt 2.10.5 die allgemeine Übertragungsfunktion ausführlich betrachtet wird, sollen hier nur die Ergebnisse für eine Struktur nach Bild 2.10-3 angegeben werden [3,4]. Die Übertragungsfunktion $\Theta_T(j\omega)$ erhält hier die Form

$$\Theta_T(j\omega) = \frac{\psi_0}{(\coth \gamma L_1 + \tanh \gamma L_2) \cosh \gamma L_2} \quad (2.10-6)$$

mit

$$\psi_0 = \frac{1}{\sqrt{j\omega k_s \rho_s c_s D_0^2 W^2}} \quad (2.10-7)$$

und

$$\gamma = \sqrt{\frac{j\omega\rho_s c_s}{k_s}} \quad (2.10-8)$$

Neben den Geometriegrößen L_1 , L_2 , W und D_0 treten die Materialkonstanten ρ_s (Silizium-Dichte), k_s (thermische Leitfähigkeit von Silizium) und c_s (spezifische Wärme von Silizium) auf.

2.10.4 Ein eindimensionales ETC-Modell mit Isolator

Die Struktur in Bild 2.10-5 enthält die Wärmesenke nicht in horizontaler, sondern in vertikaler Richtung. Unter der Si-Halbleiterschicht befindet sich ein Wärmeisolator (Kunststofffilter, Keramik), der auf die Wärmesenke (z.B. Kupfer) aufgebracht ist. Während die Gleichleistung durch den Isolator in negativer z-Richtung an die Wärmesenke abgeleitet wird, breitet sich die Signalleistung näherungsweise nur in x-Richtung aus [5,9,18]. Die Anordnung kann durch eine partielle Differentialgleichung 1. Ordnung in den Größen $\dot{Q}_t$, T , t und x beschrieben werden [18]. Die thermische Übertragungsfunktion erhält die Form

$$\Theta_T(j\omega) = \psi_0 \frac{\cosh \gamma(L-L_{HS})}{\sinh \gamma L}, \quad (2.10-9)$$

für ψ_0 gilt

$$\psi_0 = \theta_i \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)^{-1}} \quad (2.10-10)$$

und für γ

$$\gamma = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)} \quad (2.10-11)$$

Die beiden Grenzfrequenzen ω_1 , ω_2 resultieren aus den unterschiedlichen thermischen Widerständen des Isolators und des Siliziums.

Es gilt:

$$\omega_1 = \frac{1}{\theta_i \cdot C_T} \quad (2.10-12)$$

und

$$\omega_2 = \frac{1}{\theta_s \cdot C_T} \quad (2.10-13)$$

Hierbei ist θ_i der *thermische Widerstand des Isolators*

$$\theta_i = \frac{b}{W \cdot L} \cdot \frac{1}{k_i} \quad (2.10-14)$$

mit den Geometriegrößen b , W , L und der *thermischen Leitfähigkeit des Isolators* k_i .

Für den *thermischen Widerstand des Siliziums* gilt

$$\theta_s = \frac{L}{a \cdot W} \cdot \frac{1}{k_s} \quad (2.10-15)$$

Die thermische Kapazität des Siliziums C_T besitzt die Verknüpfung

$$C_T = \rho_s C_s \cdot W \cdot L \cdot a \quad (2.10-16)$$

Dieses eindimensionale ETC-Modell mit Isolator besitzt das äquivalente elektrische Ersatzschaltbild Bild 2.10-6.

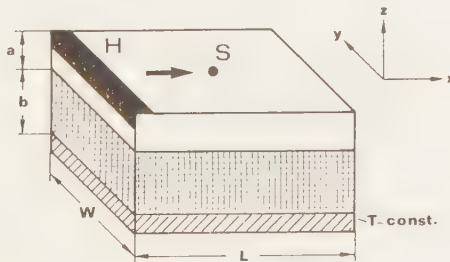


Bild 2.10-5. Eindimensionales ETC-Modell mit Isolator

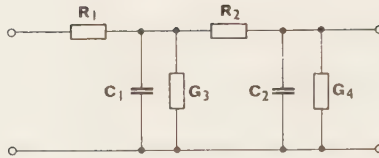


Bild 2.10-6. Elektrisches Ersatzschaltbild in RC-Kettenform (näherungsweise äquivalent zu Bild 2.10-5)

Die Leitwerte G_3 , G_4 beschreiben die vertikale Ableitung der Gleichleistung. Schon die beiden vorgestellten ETC-Sonderfälle zeigen, daß elektrothermische Netzwerke RC-Eigenschaften besitzen. Die thermische Übertragungsfunktion besitzt damit ausschließlich Pole auf der negativ-reellen Achse der p -Frequenzebene.

2.10.5 Die allgemeine thermische Übertragungsfunktion

Die betrachteten Modelle beinhalteten erhebliche Idealisierungen (punktförmiger Sensor, linienförmiger Heizer, eindimensionaler Signalleistungstransfer). Bei einer beliebigen Sensor/Heizer-Verteilung auf der Chipfläche entsteht ein zweidimensionaler Wärme flu ß (xy -Ebene). Die einfachen elektrischen Analogien ebener Netzwerke können nicht mehr verwendet werden. GRAY verwendete 1969 [1] einen Systemaufbau nach Bild 2.10-7.

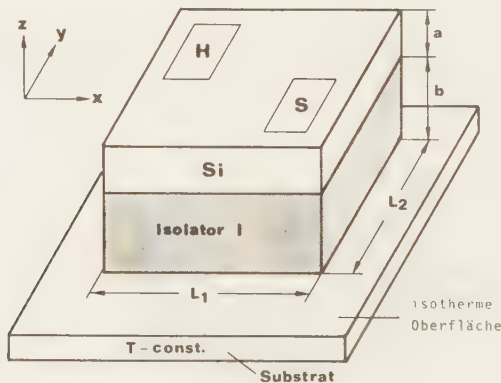


Bild 2.10-7. Allgemeiner ETC-Systemaufbau

a) Voraussetzungen und Näherungen:

- Heizer und Sensoren können in beliebiger Anordnung und Anzahl auftreten.
- Si-Chip und Isolator seien *thermisch isotrop* (keine Vorzugsrichtungen für den Wärmefluß).
- Si-Chip und Isolator seien *thermisch linear* ($\dot{Q}_t/T = \text{const}$, im elektrischen System entspricht dies einer linearen $I(U)$ -Kennlinie).
- Si-Chip und Isolator seien *thermisch homogen* (Leitfähigkeit und spezifische Wärme sind ortsunabhängig).
- Die *Wärmeleitfähigkeit* verhalte sich im betrachteten Temperaturbereich umgekehrt proportional zur Temperatur ($k_s \sim 1/T$ in $300 \text{ K} < T < 400 \text{ K}$).
- Die Si-Schicht sei genügend dünn (Temperaturänderungen in z-Richtung werden vernachlässigt; $T = T(x, y, t)$; betrachtet wird damit nur der laterale (seitliche) Wärmefluß im Silizium).
- Die spezifische Wärmekapazität $\rho_i c_i$ des Isolators kann vernachlässigt werden, nachdem

$$\frac{k_s}{\rho_s c_s l_1^2} \ll \frac{k_i}{\rho_i c_i b^2} .$$

- Vernachlässigung des lateralen Wärmeflusses im Isolator ($k_i b \ll k_s a$).
- Die Substratfläche sei isotherm (Wärmesenke).
- Die Wärmesenke verhindere eine Chipaufheizung (die Chiptemperatur sei näherungsweise gleich der Umgebungstemperatur).
- Keine Wärmeverluste durch Konvektion und Abstrahlung.

b) Zusammenstellung der thermischen Größen und ihrer Zahlenwerte:

Der Index s kennzeichnet im folgenden Siliziumeigenschaften, der Index i Isolatoreigenschaften.

- ρ_s - Siliziumdichte = $2,33 \text{ g/cm}^3$.
- k_s - spezifische thermische Leitfähigkeit = $878 \frac{\text{mW}}{\text{Kcm}}$.
- c_s - spezifische Wärme = $726 \frac{\text{mWs}}{\text{gK}}$.
- $C_T = \rho_s c_s$ - spezifische thermische Kapazität = $1,69 \cdot 10^3 \frac{\text{mWs}}{\text{Kcm}^3}$.

- k_i - spezifische thermische Leitfähigkeit des Isolators = $\frac{2 \text{ mW}}{\text{Kcm}}$
- $\rho_i c_i$ - spezifische thermische Kapazität des Isolators = $305 \frac{\text{mWs}}{\text{Kcm}^3}$

Typische Größenordnung der Geometriegrößen:

- $a \approx 250 \text{ } \mu\text{m}$
- $b \approx 400 \text{ } \mu\text{m}$
- $L_1 \approx L_2 \approx 1 \text{ mm}$

c) Die Berechnung der thermischen Übertragungsfunktion $\theta_T(p)$

In der Arbeit [18] wird aus den thermodynamischen Grundgesetzen eine partielle Differentialgleichung der Wärmeleitung für die Struktur in Bild 2.10-7 abgeleitet. Die Berücksichtigung der Voraussetzungen und Näherungen aus Abschn. a) führt zu einem Zusammenhang zwischen der ortsabhängigen Temperatur $T(x,y,t)$ und der ortsabhängigen Leistungsdichte $N(x,y,t)$ gemäß Gl. (2.10-17).

$$\alpha_p c_s \frac{\partial T(x,y,t)}{\partial t} = N(x,y,t) + \alpha_s \nabla_{xy}^2 T(x,y,t) - \frac{k_i}{b} T(x,y,t) \quad (2.10-17)$$

Die Randbedingungen für eine konstante Temperatur am Rand der Chipfläche lauten:

$$\left. \frac{\partial T}{\partial y} \right|_{x=0, L_1} = \left. \frac{\partial T}{\partial x} \right|_{y=0, L_2} = 0 \quad (2.10-18)$$

Ein Lösungsweg für Gl. (2.10-17) kann folgendermaßen zusammengefaßt werden [1,11,18]:

(i) Anwenden der Laplacetransformation auf Gl. (2.10-17) *

$$\alpha_p c_s p \tilde{T}(x,y,p) = \tilde{N}(x,y,p) + \alpha_s \nabla_{xy}^2 \tilde{T}(x,y,p) - \frac{k_i}{b} \tilde{T}(x,y,p) \quad (2.10-19)$$

* Die Tilde ~ kennzeichnet Frequenzfunktionen in der komplexen Frequenz p

(ii) Die örtliche Fouriertransformation

$$f_{nm} = \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} f(x,y) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{L_1} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L_2} \cdot y\right) dx dy \quad (2.10-20)$$

liefert bei der Anwendung auf Gl. (2.10-19) zusammen mit den Randbedingungen Gl. (2.10-18) eine Relation zwischen den örtlichen Fourierkoeffizienten von Temperatur und Leistungsdichte.

(iii) Es resultiert: *

$$\tilde{T}_{nm}(p) = \frac{\tilde{N}_{nm}(p)}{a \rho_s c_s p + \frac{k_i}{b} + a k_s \left[\left(\frac{n\pi}{L_1} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{L_2} \right)^2 \right]} \quad (2.10-21)$$

(iv) Die Rücktransformation von Gl. (2.10-21) in die ortsabhängige Temperatur $\tilde{T}(x,y,p)$ führt zu

$$\tilde{T}(x,y,p) = \frac{4\sqrt{\sigma_x \sigma_y}}{a k_s} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\tilde{N}_{nm}(p) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{L_1} x\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L_2} y\right)}{[\delta(n)+1][\delta(m)+1][p + \sigma_i + (n\pi)^2 \sigma_x + (m\pi)^2 \sigma_y]} \quad (2.10-22)$$

Hierin ist

$$\delta(n) = \begin{cases} 0 & \text{für } n \neq 0 \\ 1 & \text{für } n = 0 \end{cases}, \quad (2.10-23)$$

$$\delta(m) = \begin{cases} 0 & \text{für } m \neq 0 \\ 1 & \text{für } m = 0 \end{cases}, \quad (2.10-24)$$

$$\sigma_x = \frac{k_s}{\rho_s c_s L_1^2}, \quad (2.10-25)$$

* Gl. (2.10-21) resultiert aus Gl. (2.10-19) nach der Anwendung von Gl. (2.10-20) und jeweils einer partiellen Integration über x und y. Im weiteren finden die Randbedingungen Gl. (2.10-18) Verwendung.

$$\sigma_y = \frac{k_s}{\rho_s c_s L_2^2} \quad , \quad (2.10-26)$$

$$\sigma_i = \frac{k_i}{\rho_s c_s a b} \quad . \quad (2.10-27)$$

(v) Im weiteren wird nun eine harmonische, periodische thermische Eingangsgröße $x_\delta(t)$ betrachtet. Bei Kleinsignalaussteuerung gilt für die zeitabhängige Leistungsdichte im Heizergebiet

$$N(x, y, t) = x_\delta(t) \cdot H(x, y) \quad . \quad (2.10-28)$$

Das Ausgangssignal $y_\delta(t)$ im Sensorgebiet erhält die Form

$$y_\delta(t) = \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} T(x, y, t) \cdot S(x, y) dx dy \quad (2.10-29)$$

Die Größen $H(x, y)$ und $S(x, y)$ repräsentieren *Gewichtsfunktionen*. Ihre Definition lautet:

$$H(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{auf der Heizfläche} \\ 0 & \text{außerhalb der Heizfläche} \end{cases} \quad (2.10-30)$$

$$S(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{auf der Sensorfläche} \\ 0 & \text{außerhalb der Sensorfläche} \end{cases} \quad (2.10-31)$$

(vi) Für die Laplacetransformierte $Y_\delta(p)$ des Ausgangssignals $y_\delta(t)$ gilt:

$$Y_\delta(p) = \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} \tilde{T}(x, y, p) \cdot S(x, y) dx dy \quad (2.10-32)$$

Die Temperatur-Frequenzfunktion $\tilde{T}(x, y, p)$ kann durch Gl. (2.10-22) ersetzt werden, weiterhin gilt für $\tilde{N}_{nm}(p)$ mit den Gln. 2.10-20 und 2.10-28

$$\tilde{N}_{nm}(p) = X_{\delta}(p) \cdot \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} H(x,y) \cos\left(\frac{n\pi}{L_1} x\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L_2} y\right) dx dy \quad .$$

(2.10-33)

Schließlich kann die thermische Übertragungsfunktion $\Theta_T(p)$ als Quotient von Ausgangs- zu Eingangssignal angegeben werden:

$$\Theta_T(p) = \frac{Y_{\delta}(p)}{X_{\delta}(p)} \quad , \quad (2.10-34)$$

$$\Theta_T(p) = \frac{4\sqrt{\sigma_x \sigma_y}}{a \cdot k_s} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{H_{nm} \cdot S_{nm}}{[\delta(n)+1][\delta(m)+1][p + \sigma_1 + (n\pi)^2 \sigma_x + (m\pi)^2 \sigma_y]}$$

(2.10-35)

mit den örtlichen *Kosinus-Fourier-Koeffizienten* H_{nm} , S_{nm}

$$\left\{ \begin{array}{c} H_{nm} \\ S_{nm} \end{array} \right\} = \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} \left\{ \begin{array}{c} H(x,y) \\ S(x,y) \end{array} \right\} \cos\left(\frac{n\pi}{L_1} x\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L_2} y\right) dx dy$$

(2.10-36)

Offenbar repräsentiert Gl. (2.10-35) eine unendliche Summe von einpoligen Termen mit Polstellen auf der negativen reellen Achse der p -Ebene

$$\Theta_T(p) = \xi_K \sum_{\mu=0}^{\infty} \frac{\lambda_{\mu}}{p + \sigma_{\mu}} \quad (2.10-37)$$

mit

$$\xi_K = \frac{4\sqrt{\sigma_x\sigma_y}}{a \cdot k_s} \quad (2.10-38)$$

Die thermische Übertragungsfunktion besitzt damit die ausföhrliche Gestalt

$$\Theta_T(p) = \xi_K \left[\frac{H_{00}S_{00}}{p+\sigma_i} + 2 \cdot \frac{H_{10}S_{10}}{p+\sigma_i+\pi^2\sigma_x} + 2 \cdot \frac{H_{20}S_{20}}{p+\sigma_i+4\pi^2\sigma_x} + \dots \right. \\ \left. + 2 \cdot \frac{H_{01}S_{01}}{p+\sigma_i+\pi^2\sigma_y} + 4 \cdot \frac{H_{11}S_{11}}{p+\sigma_i+\pi^2\sigma_x+\pi^2\sigma_y} + \dots \right. \\ \left. \begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \end{array} \dots \right] \quad (2.10-39)$$

Die entsprechende Polstellenlage zeigt Bild 2.10-8. Für den Filtereinsatz müssen dominierende Pole erzeugt werden. Hierzu kann mittels spezieller Heizer- und Sensorgeometrien ein Verschwinden unerwünschter Koeffizienten H_{nm} , S_{nm} erreicht werden.



Bild 2.10-8. Polstellenlage der ETC-Struktur aus Bild 2.10-7

d) Anmerkungen zur örtlichen Fouriertransformation

Die Geometrien der Heiz- und Sensorgebiete ermöglichen eine Klasse von Lösungen für dominierende Pole. Von besonderem Interesse sind näherungsweise einpolige Anordnungen. Für die Erschließung dieser Lösungsklasse wurde im weiteren die örtliche Fouriertransformation detailliert untersucht.

Die örtlichen Fourierkoeffizienten nach Gl. (2.10-20)

$$f_{nm} = \int_0^{L_2} \int_0^{L_1} f(x,y) \cdot \underbrace{\cos\left(\frac{n\pi}{L_1} x\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L_2} y\right)}_{\Gamma_{nm}(x,y)} dx dy \quad (2.10-40)$$

entstehen durch Bewertung der Funktion $f(x,y)$ mit einer *Gewichtsfunktion* $\Gamma_{nm}(x,y)$ und anschließender Integration über dem Gebiet $L_1 \times L_2$. Im ETC-Fall stellt $f(x,y)$ die Heiz- oder Sensorgeometrien $H(x,y)$ oder $S(x,y)$ dar.

Die Gewichtsfunktion $\Gamma_{nm}(x,y)$ ist in den Bildern 2.10-9 bis 2.10-13 für einige unterschiedliche Parameter n,m räumlich dargestellt. Die geometrischen Orte mit $\Gamma_{nm}(x,y) = 0$ sind jeweils strichliert. Diese neuen Darstellungen ermöglichen einen systematischen Entwurf von ETC-Netzwerken, indem gezielt dominierende Polstellen erzeugt werden können.

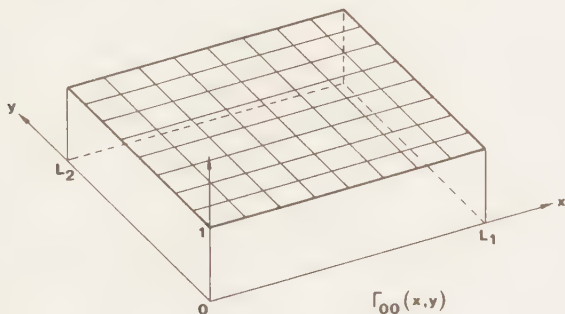
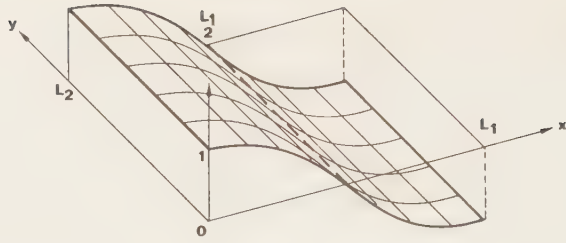


Bild 2.10-9. Die Gewichtsfunktion $\Gamma_{nm}(x,y)$ für $n=0$,
 $m=0$



$$\Gamma_{10}(x, y)$$

Bild 2.10-10. Die Gewichtsfunktion $\Gamma_{nm}(x, y)$ für $n = 1, m = 0$

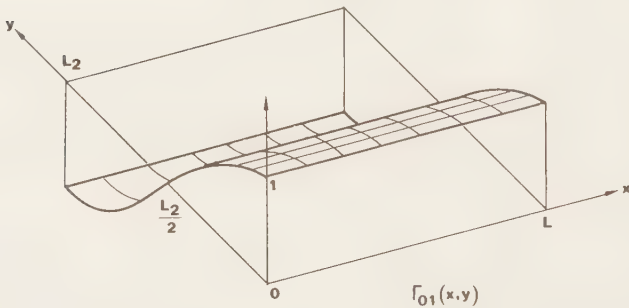


Bild 2.10-11. Die Gewichtsfunktion $\Gamma_{nm}(x, y)$ für $n = 0, m = 1$

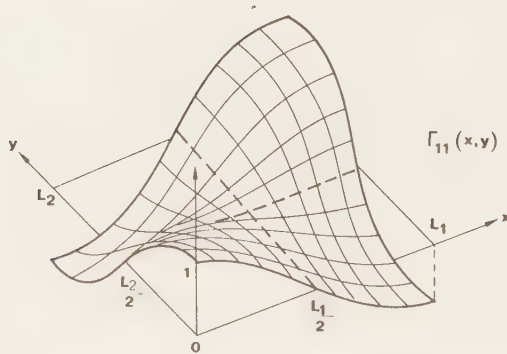


Bild 2.10-12. Die Gewichtsfunktion $\Gamma_{nm}(x, y)$ für $n = 1, m = 1$

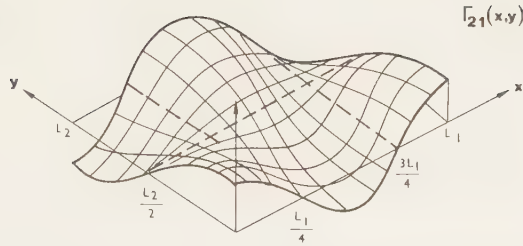


Bild 2.10-13. Die Gewichtsfunction $\Gamma_{nm}(x, y)$ für $n_1 = 2, m = 1$

Zur Verdeutlichung enthält Bild 2.10-14 die in die xy -Ebene projizierten Ortslinien mit $\Gamma_{nm}(x, y) = 0$ für einige n, m mit normierten Längen L'_1, L'_2 . Für die Verwirklichung einer dominierenden Polstelle werden Heizer und Sensoren derart auf diesen Ortslinien angeordnet, daß die Zählerfunktion in Gl. (2.10-35) insbesondere in der Umgebung der Wunsch-Polstelle für viele n, m verschwindet.

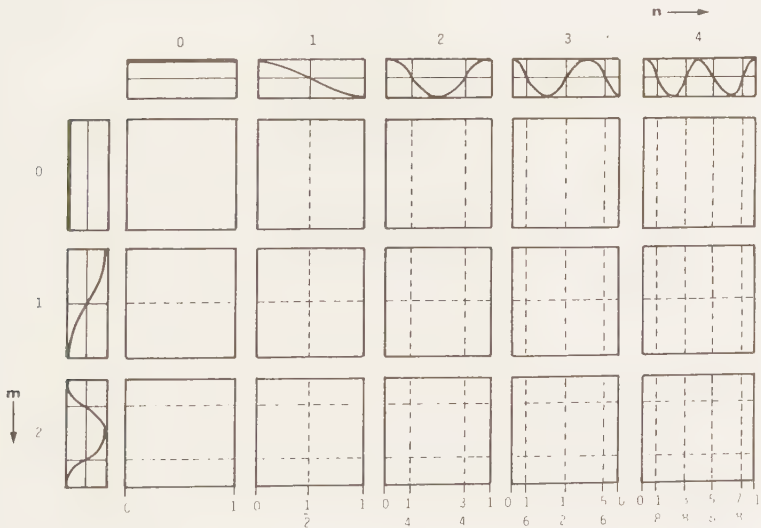


Bild 2.10-14. Übersicht der projizierten Ortslinien mit $\Gamma_{nm}(x, y) = 0$

2.10.6 ETC mit Heizer/Sensor-Quadrupel

Die Heizer/Sensor- (H/S) -Anordnung in Bild 2.10-15 führt zu einer dominierenden Polstelle

$$P_{\infty 1} = -\sigma_1 \quad (2.10-41)$$

Für dieses H/S-Quadrupel verschwinden gemäß Abschn. 2.10.5d) die Fourierkoeffizienten für ungerades n oder m , es gilt also

$$\begin{cases} S_{nm} \\ H_{nm} \end{cases} = 0; \quad n = 2\kappa - 1, \quad m = 2\chi - 1, \quad \kappa, \chi = 1, 2, 3 \dots$$

(2.10-42)

Weiterhin folgt

$$S_{O2} = H_{20} = 0 \quad (2.10-43)$$

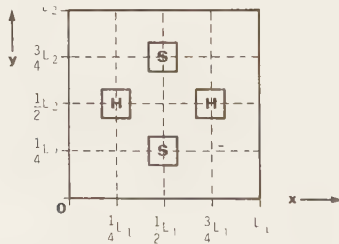


Bild 2.10-15. Heizer/Sensor-Geometrie in einer Quadrupel-Struktur

In der Übertragungsfunktion $\Theta_T(p)$ verbleiben die Polstellen

$$P_{\infty v} = -\sigma_1, -16\pi^2\sigma_x, -32\pi^2\sigma_x, -36\pi^2\sigma_x, \dots \quad (2.10-44)$$

Nachdem $\sigma_i \ll \sigma_x$ gilt, besitzt $\theta_T(p)$ im betrachteten Frequenzbereich eine dominierende Polstelle.

Ein praktisches, quadratisches Chip mit den Längenabmessungen $(900 \times 900) \mu\text{m}$, einer Chip-Dicke von $250 \mu\text{m}$ auf einer $125 \mu\text{m}$ dicken H-Film-Isolatorschicht, einer Fläche pro Heizer von $(63 \times 75) \mu\text{m}$ und $(40 \times 40) \mu\text{m}$ großen Sensorflächen führte zu den Werten [13,14]

$$p_{\infty 1} = -\sigma_i = -0,46 \text{ Hz}, \quad p_{\infty 2} = -16\pi^2\sigma_x = -1563 \text{ Hz},$$

also zu einem Verhältnis

$$\frac{p_{\infty 2}}{p_{\infty 1}} \approx 3,4 \cdot 10^3.$$

2.10.7 Zwei-Chip-Differenz-ETC

Die Variation der Umgebungstemperatur T_U führt anschaulich zu einem Störeffekt. Durch einen Aufbau mit zwei ETCs mit Differenzansteuerung kann der Einfluß der Umgebungstemperatur reduziert werden [13]. Zwei identische ETCs werden hierzu auf eine gemeinsame isotherme Trägerplatte (Wärmesenke) montiert (Bild 2.10-16) [18].

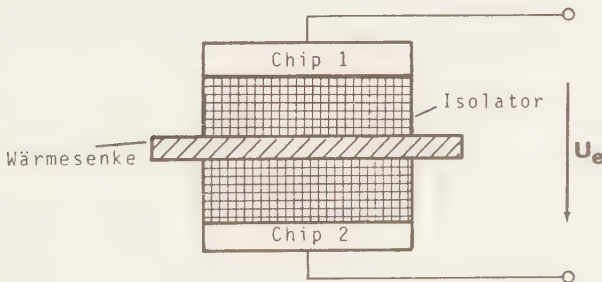


Bild 2.10-16. Aufbau eines Zwei-Chip-Differenz-ETCs

2.10.8 Ein-Chip-Differenz-ETC

Dieses Verfahren verbindet eine Kombination der ETCs aus den Abschnitten 2.10.6/7. Die Grundstruktur nach Bild 2.10-17 wird zweifach auf einem Chip realisiert und in Differenzansteuerung betrieben. Es entsteht eine Geometrie gemäß Bild 2.10-18.

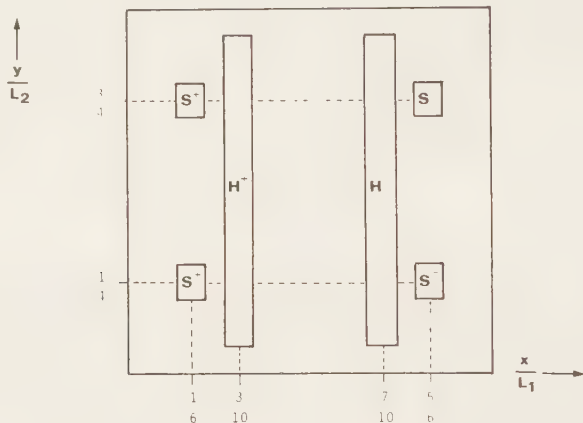


Bild 2.10-17. Heizer/Sensor-Grundstruktur für Ein-Chip-Differenz-Betrieb

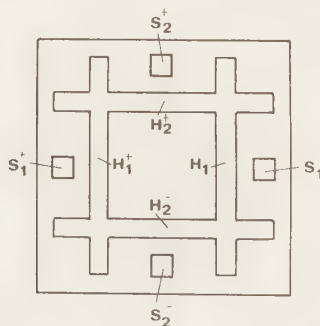


Bild 2.10-18. Heizer/Sensor-Geometrie für Ein-Chip-Differenz-ETCs

Für den Differenzbetrieb sind die Gln. (2.10-30/31) zu erweitern:

$$H(x,y) = \begin{Bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{außerhalb der} \\ \text{auf positiven} \\ \text{auf negativen} \end{Bmatrix} \text{Heizerflächen} \quad (2.10-45)$$

$$S(x,y) = \begin{Bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{außerhalb der} \\ \text{auf positiven} \\ \text{auf negativen} \end{Bmatrix} \text{Sensorflächen} \quad (2.10-46)$$

Damit gilt für die Fourierkoeffizienten:

$$H_{nm} \cdot S_{nm} = 0; n \text{ gerade, } m \text{ ungerade} \quad (2.10-47)$$

und

$$H_{5m} = S_{n2} = S_{3m} = 0 \quad . \quad (2.10-48)$$

Durch $H_{00} \cdot S_{00}$ verschwindet die Polstelle $p_{\infty 1} = -\sigma_1$.

Es resultieren in $\theta_T(p)$ die Pole

$$p_{\infty u} = -\pi^2 \sigma_x, -17 \cdot \pi^2 \sigma_x, -37 \cdot \pi^2 \sigma_x, \dots \quad (2.10-49)$$

In dieser Version ist der Polabstand zum dominierenden Pol vermindert, hier gilt

$$\frac{p_{\infty 2}}{p_{\infty 1}} = 17 \quad .$$

In der Arbeit [18] wurden am LATE auch weitere H/S-Geometrien und ihre Eigenschaften untersucht und zusammengestellt.

2.10.9 Heizer- und Sensorschaltungen bei Differenzansteuerung
Die einfachen H/S-Verfahren in Bild 2.10-2 sind für den Differenzbetrieb zu modifizieren.

a) Heizerkreis

Die Transistoren T_{H3} , T_{H4} in Bild 2.10-19 bilden die Heizelemente. Mittels einer festen Basisspannung U_R erwärmen sie gemäß dem Eingangssignal U_e gegenphasig ihre direkte Umgebung durch die Verlustleistungen in den Basis-Kollektor-Sperrschichten.

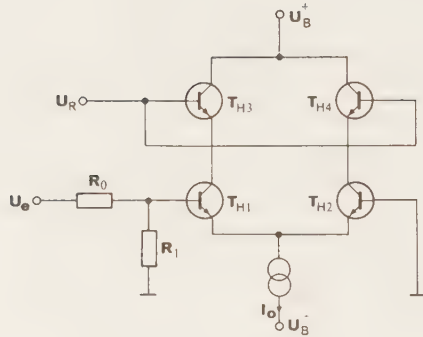


Bild 2.10-19. Schaltung des Heizerkreises

b) Sensorkreis

Die Erwärmung der Basis-Emitter-Strecken der Sensortransistoren T_{S1} , T_{S2} durch das Temperatursignal führt zu einer Spannungsvariation. Die Differenzspannung wird durch einen Operationsverstärker OV verstärkt. Der Sensorrauschpegel von etwa $1 \mu V$ verhindert die Detektion von Temperatursignalen mit $\Delta T < 5 \text{ mK}$ [14].

Selbstverständlich dürfen nur die Bauelemente $T_{H3,4}$ und $T_{S1,2}$ in den thermischen Pfad integriert werden. Alle weiteren Schaltungsteile sind temperaturgeschützt zu plazieren. Bild 2.10-20 enthält eine integrierbare Sensorschaltung.

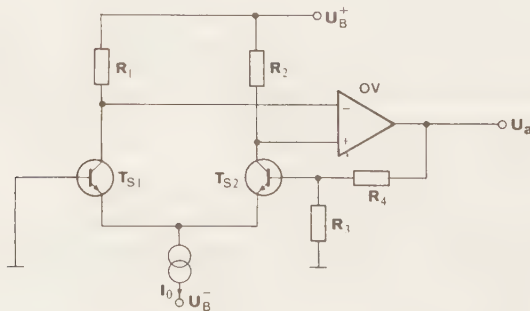


Bild 2.10-20. Schaltung des Sensorkreises

2.10.10 Die Grenzfrequenz eines ETC-Tiefpasses

Die Grenzfrequenz eines ETCs mit H/S-Quadrupel (Index Q) besitzt gemäß Gl. (2.10-27) die Gestalt

$$f_{g,Q} = \frac{k_i}{2\pi\rho_s c_s ab} \quad . \quad (2.10-50)$$

Anschaulich folgt die Beeinflussbarkeit von $f_{g,Q}$ mittels der spezifischen thermischen Leitfähigkeit k_i , der spezifischen Wärme c_s und der Geometrie Größen a, b . Grenzfrequenzen im mHz-Bereich sind von besonderer Bedeutung für die Tiefstfrequenzfilterung. Tabelle 2.10-2 enthält die Grenzfrequenzen für zwei technologisch realisierbare Abmessungspaare (a, b) .

a, mm	b, mm	$f_{g,Q}$ /mHz
0,254	0,127	460
0,254	1,27	46

Tabelle 2.10-2. Einfluß der Chipabmessungen a, b auf die Grenzfrequenz $f_{g,Q}$

Die Tabellen 2.10-3/4 verdeutlichen die Materialeigenschaften verschiedener Isolatoren (*Variationsgröße: k_i*) und Halbleiter (*Variationsgröße: c_s*) [19,20].

Isolator-Material	κ_i in $\frac{\text{mW}}{\text{°Cm}}$
Steatit Keramik	0,06
Glas	0,029
Glimmer	0,02
H-Film	0,0037
Keramik-Schaum	0,0015-0,005
Luft	0,00057

Tabelle 2.10-3. Die spezifische thermische Leitfähigkeit κ_i für einige Isolator-Materialien

Die Grenzfrequenz eines Ein-Chip-Differenz-ETCs (Index E) (Abschn. 2.10.8) besitzt gemäß Gl. (2.10-25) und Gl. (2.10-49) die Form

$$f_{g,E} = \frac{\pi k_s}{2 \rho_s c_s L_1} \quad (2.10-51)$$

Für $L_1 = 2,54$ mm resultiert mit den Materialdaten nach Abschn. 2.10.5 eine Eckfrequenz $f_{g,E} = 12,6$ Hz. Die hier vorliegende Polwahl ist damit ungünstig für die Tiefstfrequenzfilterung. Tabelle 2.10-4 zeigt, daß die Verwendung einer thermischen Strecke aus InAs durch die geringe thermische Leitfähigkeit bei gleichzeitig hoher spezifischer Wärme sehr vorteilhaft wäre. Nachdem für derartige Untersuchungen kein Standardprozeß der Si-Technologie verwendet werden kann, ist naturgemäß das Forschungsinteresse der Industrie hier gering. Der Verfasser plant allerdings in Zusammenarbeit mit dem Lehrstuhl für Technische Elektronik der Universität Erlangen-Nürnberg weitere Untersuchungen [21].

Halbleiter- material	k_s in $\frac{\text{cal}}{\text{cm}^2 \text{K}}$	c_s in $\frac{\text{cal}}{\text{gK}}$
Si	0,32	0,175
Ge	0,13	0,077
GaSb	—	0,062
InSb	0,039	0,052
Al ₂ O ₃	—	0,078
GaAs	—	0,077
InAs	0,03-0,06	610
Bi ₂ Te ₃	0,0053	—
Bi ₂ Te _{2,4} Se _{0,6}	0,0036	—
Bi ₂ Te ₂ Se	0,0041	—

Tabelle 2.10-4. Die spezifische thermische Leitfähigkeit k_s und die spezifische Wärme c_s für einige Halbleitermaterialien

2.10.11 Ein Vergleich

Die Quadrupelstruktur aus Bild 2.10-15 (Q-Struktur) und das Ein-Chip-Differenz-ETC (Bild 2.10-18, E-Struktur) sollen im weiteren verglichen werden. Hierzu wurde zunächst von der Q-Struktur Betrag und Phase der thermischen Übertragungsfunktion für ein 1-poliges und ein 3-poliges Modell berechnet. Mit den genannten thermischen Materialgrößen für Silizium und einer Chipgeometrie nach [18] resultiert Bild 2.10-21. Es verdeutlicht den geringen Fehler bei der Beschränkung auf den dominierenden Pol $p_{\infty 1} = -\sigma_1$.

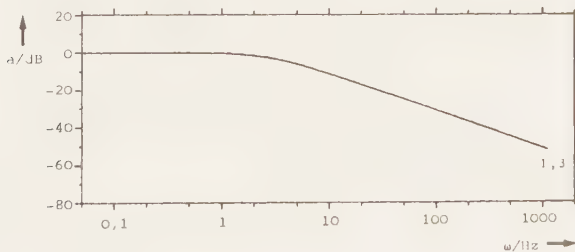


Bild 2.10-21a. Dämpfungsverlauf der Quadrupelstruktur (Bild 2.10-5) für ein 1-poliges (Symbol 1) und ein 3-poliges (Symbol 3) Modell

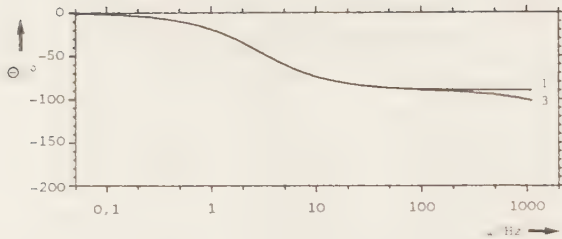


Bild 2.10-21b. Phasenverlauf der Quadrupelstruktur für ein 1-poliges und ein 3-poliges Modell

Für das dreipolige Modell enthält Bild 2.10-22 die Betrags- und Phasenvariation für unterschiedliche Datensätze nach Tabelle 2.10-5. Schließlich zeigt Bild 2.10-23 die entsprechenden Ergebnisse für ein zweipoliges Modell der E-Struktur. Die zugehörigen Datensätze enthält Tabelle 2.10-6.

	L_1	a	b	k_s	k_i	$p_s c_s$
Einheit	mm	mm	mm	$\frac{mW}{\text{°Cmm}}$	$\frac{mW}{\text{°Cmm}}$	$\frac{mWsec}{\text{°Cmm}^3}$
Kurve	mm	mm	mm			
1	0,914	0,254	0,127	87,8	0,167	1,69
2			0,381			
3	2,5					
4					0,059	
5	0,762					
6				250		
7						5,1

Tabelle 2.10-5. Materialdaten zu Bild 2.10-22. In den nicht ausgefüllten Kästchen gelten die Werte der ersten Zeile.

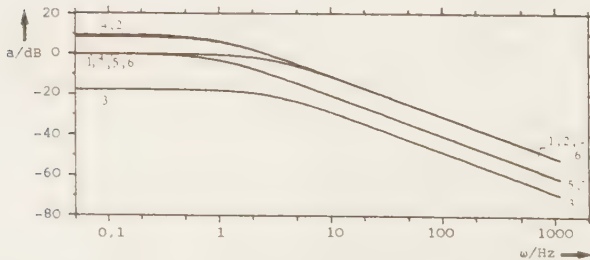


Bild 2.10-22a. Dämpfungsverläufe für eine dreipolige Q-Struktur mit Datensätzen nach Tabelle 2.10-5 (die Zahlensymbole 1 bis 7 kennzeichnen den verwendeten Datensatz)

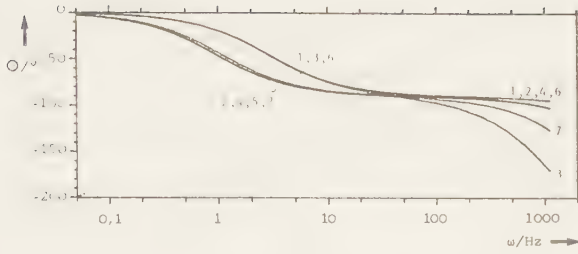


Bild 2.10-22b. Phasenverläufe für eine dreipolige Q-Struktur mit Datensätzen nach Tabelle 2.10-5

	τ_1	σ	τ_2	k_2	k_1	$D_0 C_0$
Einheit	min	nm	mm	mW C/mm	mW C/mm	mWsec C/mm ²
Kurve						
1	10,0	0,254	0,127	87,6	0,157	1,69
2	2,5					
3					0,059	
4		1,2				
5			2,5			
6				29,5		
7						8,0

Tabelle 2.10-6. Materialdaten zu Bild 2.10-23. In den nicht ausgefüllten Kästchen gelten die Werte der ersten Zeile.

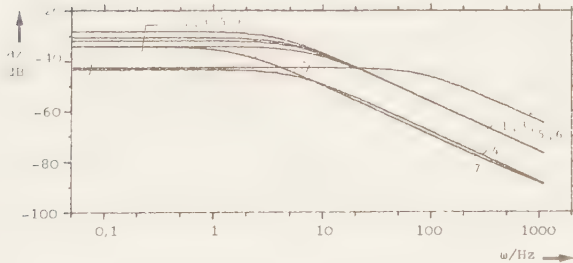


Bild 2.10-23a. Dämpfungsverläufe für eine zweipolige Ein-Chip-Struktur mit Datensätzen nach Tabelle 2.10-6

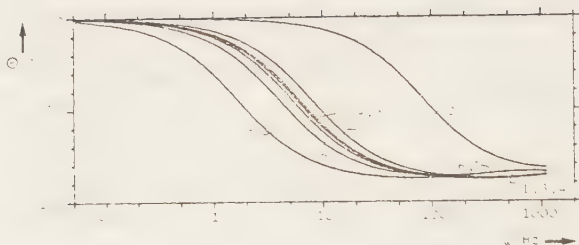


Bild 2.10-23b. Phasenverläufe für eine zweipolige Ein-Chip-Struktur mit Datensätzen nach Tabelle 2.10-6

2.10.12 Erweiterungen der realisierbaren Filterklasse

Durch Rück- und Vorkopplungsschaltungen können mit ETC-Bausteinen neben Tiefpässen auch Hoch- und Bandpässe, bzw. Bandsperren realisiert werden. Bild 2.10-24 benutzt zwei ETC-Bausteine mit den negativ-reellen Polen $-\sigma_1$, $-\sigma_2$ in einer Schaltungskonfiguration der Zustandsvariablen-Filtertechnik (*Vor- und Rückkoppelschleife*).

Die zugehörige elektrische Übertragungsfunktion $H(p)$ lautet:

$$H(p) = \frac{a_3 p^2 + (a_2 K_2 + a_3 \sigma_1 + a_3 \sigma_2) p^2 + a_1 K_1 K_2 + \sigma_1 a_2 K_2 + a_3 \sigma_1 \sigma_2}{p^2 + (\sigma_1 + \sigma_2 - b_1 K_2) p + \sigma_1 \sigma_2 - b_1 K_1 K_2 - b_2 K_2 \sigma_1} \quad (2.10-52)$$

Die Realisierung der Koeffizientenmultiplizierer und der Addierer erfordert allerdings erheblichen Schaltungsaufwand. Weiterhin unterliegen die Multiplizierer hohen Genauigkeitsforderungen.

Eine einfache Schaltung zur Realisierung eines komplexen Polpaares wird mit Bild 2.10-25 hier vorgeschlagen.

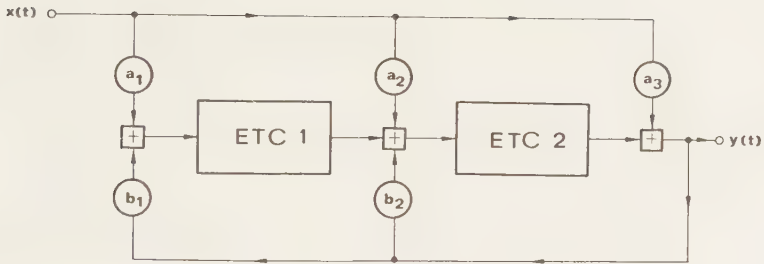


Bild 2.10-24. ETC-Netzwerk in einer Schaltungs-konfiguration der Zustandsvariablen-Filtertechnik

Die neue ETC-Struktur in Bild 2.10-25 besitzt die elektrische Übertragungsfunktion

$$H(p) = - \frac{V_o K_1 (p + \sigma_2)}{p^2 + p(\sigma_1 + \sigma_2) + \sigma_1 \sigma_2 - V_o K_1 K_2} \quad (2.10-53)$$

Auch hier wurde ein 1-poliges ETC-Modell mit der Übertragungsfunktion

$$H_i(p) = \frac{K_i}{p + \sigma_i} \quad ; \quad i = 1, 2 \quad (2.10-54)$$

vorausgesetzt.

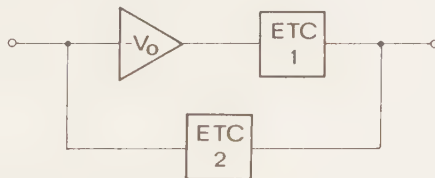


Bild 2.10-25. Ein einfaches neues ETC-Netzwerk mit einem komplexen Polpaar

2.10.13 Schrifttum zur elektrothermischen Frequenzselektion

- [1] Gray, P.R.: Electrothermal integrated circuits. Ph. D. Dissertation, Dept. Elec. Eng., University of Arizona, Tucson 1969.
- [2] Moschytz, G.S.: Linear Integrated Networks, Bd. 1,2. Van Nostrand, New York 1975.
- [3] Meadows, R.A.; Matzen, W.T.: Low-Frequency Functional Electronic Blocks Using Thermal Propagation. IEEE Solid-State Devices Researd Conference, Michigan State University, East Lansing, June 1963.
- [4] Matzen, W.T.; Meadows, R.A.; Merryman, J.D.; Emmons, S.P.: Thermal Techniques as Applied to Functional Electronics Blocks. Proc. IEEE, Vol. 52, 1964, S. 1496-1501.
- [5] Matzen, W.T.; Meadows, R.A.: Low-frequency integrated Circuits achieved with thermal transfer. Electronics, Vol. 27, 1964, July 27, S. 54-57.
- [6] Widlar, R.J.: Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-12, 1965, H. 4, S. 586-590.
- [7] Prosser, T.F.: An Integrated Temperature Sensor-Controller. IEEE Journ. Solid-State Circ., SC-1, 1966, H. 1, S. 8-13.
- [8] Fowler, W.L.: A Look at Linear Integrated Circuits. Electronic Industries, Sept. 1965, S. 64-69, 194-196.
- [9] Emmons, S.P.; Spence, H.W.: Very Low-Drift Complimentary Semiconductor Network dc amplifiers. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-1, 1966, H. 1, S. 13-18.
- [10] Friedmann, M.F.: Monolithic high Q bandpass filters employing ETCs. Diss., University of Arizona, Tucson 1969.
- [11] Gray, P.R.; Hamilton, D.J.: Analysis of Electro thermal Integrated Circuits. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-6, 1971, H. 1, S. 8-14.
- [12] Louw, W.J.: The design of linear electrothermal integrated circuits. Ph. D. Diss., University of Arizona, Tucson 1975.
- [13] Louw, W.J.; Hamiltin, D.J.; Kerwin, W.J.: Inductor-less, Capacitor-less State-Variable Electrothermal Filters.

- IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-12, 1977, H. 4, S. 416-424.
- [14] Jouw, W.J.: The design of linear electrothermal integrated circuits. Ph. D. Diss., University of Arizona, Tucson, 1975.
 - [15] Ott, W.E.: A new technique of thermal RMS measurement. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-9, 1974, S. 374 ff.
 - [16] Kerwin, W.J.; Huelsman, L.P.; Newcomb, R.W.: State-Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions. IEEE Journ. Solid-State Circuit, Vol. SC-2, 1967, H. 3, S. 87-92.
 - [17] Shanks, H.R.; Maycock, P.D.; Sidles, P.H.; Danielson, G.C.: Thermal Conductivity of Silicon from 300 to 1400 K. Physical Review, Vol. 130, 1963, H. 5, S. 1743-1748.
 - [18] Bleisch, G.: Die Filterung elektronischer Signale durch "electro-thermal circuits". Studienarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg 1979, ausgegeben und betreut von W. Rienecker.
 - [19] Hannay, I.: Semiconductors. New York 1959.
 - [20] Research Center Purdue Univ.: Thermophysical Properties. New York 1967.
 - [21] Frohmader, K.-P.: Persönliche Korrespondenz. Lehrstuhl für Technische Elektronik der Universität Erlangen-Nürnberg.

2.11 "Exotische" Filtertechnologien

Die Forschungen über *spulenlose* Filter führten in der Zeit nach 1960 [1] auch zu einigen besonders *unkonventionellen* Filtersystemen. In Anlehnung an [2] werden diese Techniken hier mit dem Begriff "*exotisch*" gekennzeichnet. Auch diese Technologien sind vordergründig durch den Wunsch nach *monolithisch integrierbaren* Filtern motiviert. Zunächst sollen mit Bild 2.11-1 die verschiedenen Verfahren vorgestellt werden.

In der ersten Gruppe werden *Reaktanzeigenschaften* von *passiven Halbleiterbauelementen* ausgenutzt. Ein Beispiel bilden pn-Dioden, namentlich *pin-Strukturen*. Die Reaktanzeigenschaften aktiver Bauelemente sind schon aus der Elektronenröhren-Technik bekannt [3-5]. Für die aktuelle Technik sind in Teilbereichen der *Reaktanz-* und der *induktive Transistor* zu nennen *. Eine weitere Technik verwendet *Wechselwirkungen* zwischen *mechanischen* und *elektrischen* Schwingungen. Die entsprechende Halbleiterrealisierung wird als *Resonanz-Gate-Transistor* bezeichnet. Schließlich können auch *nichtlineare* Netzwerke, beispielsweise das *Phasensynchronfilter* (*Phase Locked Loop*, PLL) zur Frequenzselektion benutzt werden. Die Technologie der *elektrothermischen* Netzwerke wird hier nur bedingt als "exotisch" bezeichnet. In Bild 2.11-1 wurde sie deshalb nur aus Gründen der Vollständigkeit isoliert aufgenommen und besonders gekennzeichnet. Gemäß Abschn. 2.10 wird diese Technik vielmehr als ernsthafte "*low-frequency*"-Alternative betrachtet.

Gelegentlich werden auch optische Verfahren zur Filterung elektrischer Signale unter "exotischen" Filtern eingeordnet [2]. Nachdem hier nur eine einzige Methode vorliegt (POSTL 1968, [7]), die aufwandsbedingt gegenwärtig ohne Bedeutung ist, enthält Bild 2.11-1 hierzu keinen Hinweis.

* Obwohl auch der "induktive" Transistor einen "Reaktanz"-Transistor darstellt, konstituierte sich in der Literatur diese Unterscheidung.

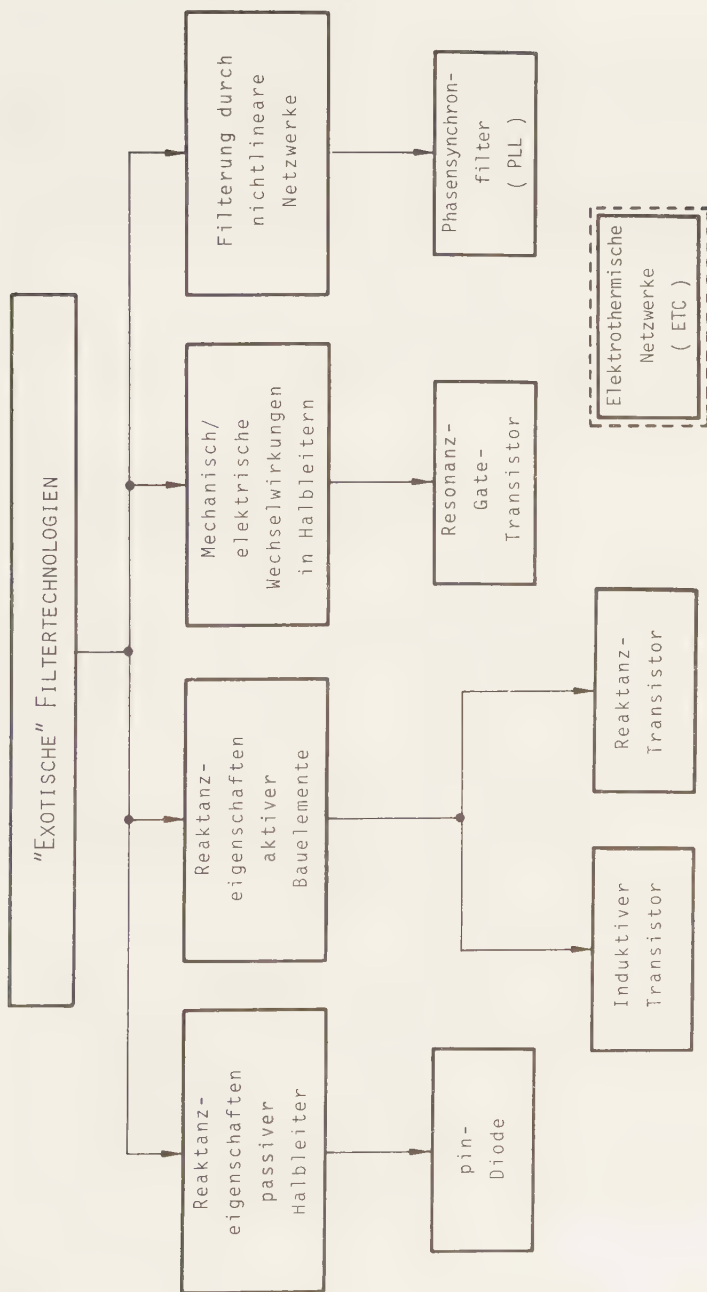


Bild 2.11-1. Übersicht der "exotischen" Filtertechnologien

2.11.1 Die Kleinsignal-Reaktanz einer pin-Diode

Unter verschiedenen technologischen Voraussetzungen [6] (z.B. p- und n-Zonen besitzen gleiche Dotierungskonzentration, vernachlässigbarer Spannungsabfall über p und n) dominiert die Impedanz der i-Zone. Die pin-Diode (Bild 2.11-2) kann durch die Ersatzanordnung in Bild 2.11-3 mit der Impedanzortskurve Bild 2.11-4 beschrieben werden.



Bild 2.11-2. pin-Diode

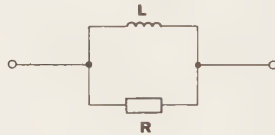


Bild 2.11-3. Ersatzschaltbild einer pin-Diode mit dominierender Impedanz der i-Zone

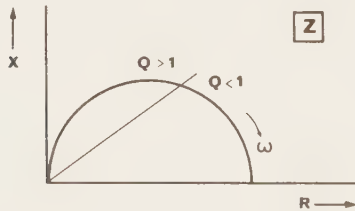


Bild 2.11-4. Ortskurve der Impedanz aus Bild 2.11-3

Bei entsprechender Leitfähigkeitsmodulation resultiert ein induktives Verhalten. Die erzielbaren Induktivitätswerte liegen im mH-Bereich bei Güten ≤ 20 [6]. Durch den Einsatz von Tunnelndioden (negatives dynamisches Widerstandsgebiet) kann die Güte verbessert werden. Die hohe Temperaturempfindlichkeit dieser und weiterer Anordnungen (Vierschicht-, Doppelbasisdiode) behindert die praktische Verwendung.

2.11.2 Reaktanz-Transistor

Bild 2.11-5 zeigt ein Phasenschiebernetzwerk (R,C) mit dem Transistor T.

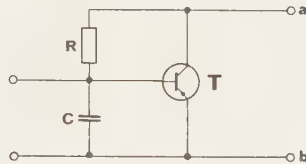


Bild 2.11-5. Bipolar-Transistor in einem Phasenschiebernetzwerk

Für $R \gg 1/(\omega C)$ besteht zwischen Basis- und Kollektorspannung eine Phasenverschiebung von etwa 90 Grad. Über die Stromverstärkung α resultiert damit ein induktives Verhalten des Zweipols zwischen den Klemmen a,b. Das resultierende Netzwerk wird als *Reaktanztransistor* bezeichnet [6]. Die Induktivitätswerte liegen auch hier im mH-Bereich, für die Güte gilt $Q_{\max} < 10$. Die erreichbare Güte wird im wesentlichen von den Eigenschaften des Transistors (h-Parameter) begrenzt.

2.11.3 Induktiver Transistor

Der *induktive Transistor* (Bild 2.11-6) basiert auf der Frequenzabhängigkeit der Stromverstärkung α in Basisschaltung (DILL 1962, [6]; DUTTA ROY 1963, [8]).

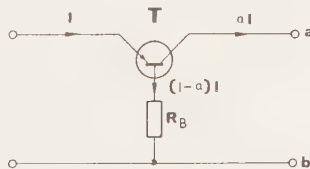


Bild 2.11-6. Schaltungsstruktur des induktiven Transistors

Die Konstellation von Halbleitertechnik und mechanischen Anordnungen verhindert die Großintegration, weiterhin sind Zuverlässigkeit und Reproduzierbarkeit erhebliche Probleme.

2.11.5 Phasensynchron-Filter (PLL)

Ein PLL- (*Phase Locked Loop*)-System repräsentiert einen Phasenregelkreis, dessen Oszillator nach Frequenz und Phase auf eine Eingangsgröße synchronisiert wird. Die schaltungstechnischen Aspekte und Eigenschaften einer derartigen Anordnung sollen hier nicht betrachtet werden (vgl. [18-20]).

An Hand von Bild 2.11-8 sei kurz die Funktion eines sog. *Phasensynchron-Filters* (*Nachlauffilter*, *Trackingfilter*) erörtert.

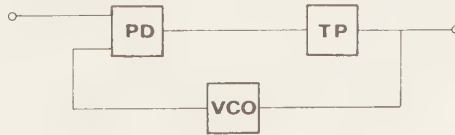


Bild 2.11-8. Grundaufbau eines Phasensynchron-Filters

In der Phasenregelschleife aus dem *Phasendiskriminator* PD, dem *Tiefpaß* TP (Abtrennung von Summenfrequenzen) und dem *spannungsgesteuerten Oszillator* VCO besteht nur für das Frequenzband Δf ein Synchronismus mit der Oszillatorfrequenz, das im Fangbereich des Regelkreises liegt. Nachdem das Ausgangssignal in einem bestimmten kleinen Frequenzbereich der Frequenz des Eingangssignals folgt, repräsentiert die Anordnung ein schmalbandiges Filter. PLL-Tracking-Filter können vorteilhaft zur Regenerierung stark verrauschter Signale und für frequenzstabile, abstimmbare Bandpaßfilter verwendet werden [21-25].

2.11.6 Schrifttum zur Filterung durch "exotische" Technologien

- [1] Nishizawa, J.; Watanabe, Y.: Semiconductor Inductance Diode. IEEE Int. Solid-State Circuit Conf., Digital Techn. Pap. 3, 1960, S. 84-85.
- [2] Heinlein, W.E.; Holmes, W.H.: Active Filters for Integrated Circuits. Oldenburg Verlag, München 1974.
- [3] New York Institute of Technology: Elementare Schaltungen und Röhren. Oldenburg Verlag, München 1968.
- [4] Rose, G.: Formelsammlung für den Radio-Praktiker. Franzis-Verlag, München 1955 (insbesondere S. 109 f).
- [5] Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band II. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Leipzig 1937.
- [6] Hanisch, H.-J.: Stand der Realisierungsmöglichkeiten von Induktivitäten für Mikroelektroniksysteme. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 15, 1965, S. 373-377.
- [7] Postl, W.: Filter mit optischem Speicher. Entwicklungsber. Siemens-Halske Werke, Bd. 31, 1968, S. 84-86.
- [8] Dutta Roy, S.C.: The inductive transistor. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-10, 1963, S. 113-115.
- [9] Dutta Roy, S.C.: A High-Q Inductive Transistor Circuit and a Tuned Oscillator for Microminiature Applications. Int. Journ. Electronics, Bd. 19, 1965, S. 1-16.
- [10] Jindal, G.R.: A High-Q single Inductive Transistor Arrangement. Proc. IEEE, Bd. 55, 1967, S. 105-107.
- [11] Dutta Roy, S.C.: A Novel High-Q Inductive and a Tuned Oscillator for Microminiature Circuits. Proc. IEEE, Bd. 52, 1964, S. 214-215.
- [12] Adams, D.K.; Raymond, Y.C.: Active Filters for UHF and Microwave Frequencies. IEEE Trans. MTT-17, 1969, S. 662-670.
- [13] Snyder, R.V.; Bozarth, D.L.: Analysis and Design of a Microwave Transistor Active Filter. IEEE Trans. MTT-18, 1970, S. 2-9.
- [14] Capparelli, F.; Liberatore, A.: Active Bandpaß Network with only Resistors as passive Elements. Electronics Letters, Vol. 8, 1972, S. 43-44.

- [15] Newell, W.E.: Tuned Integrated Circuits-A State-of-the-Art Survey. Proc. IEEE, Vol. 52, 1964, S. 1603-1607.
- [16] Nathanson, H.C.; Wickstrom, R.A.: A Resonant-Gate Silicon Surface Transistor with High-Q Bandpass Properties. App. Phys. Letters, Vol. 7, 1965, S. 84-86.
- [17] Newell, W.E.: Novel Circuit Aspects of the Resonant Gate Transistor. IEEE Int. Solid-State Circ. Conf. Dig. Techn. Pap. 9, 1966, S. 62-63.
- [18] Müller, K.H.: Der Phasenregelkreis. Inter. Elektron. Rdsch., 1971, H. 8, S. 191-195.
- [19] Schober, H.J.: Prinzip des Phasensynchronfilters. Inter. Elektron. Rdsch., 1971, H. 7, S. 169-171.
- [20] Geschwinde, H.: Einführung in die PLL-Technik. Vieweg-Verlag, Braunschweig 1978.
- [21] Moschytz, G.S.: Miniaturized RC Filters using Phase-Locked Loop. Bell Syst. Techn. J. 44, 1965, S. 823-870.
- [22] Gardner, F.M.: Phase-Lock Techniques, New York, Wiley & Sons, 1966.
- [23] Grebene, A.B.; Camenzind, H.R.: Frequency-Selective Integrated Circuits Using Phase-Lock Techniques. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Vol. SC-4, 1969, S. 216-225.
- [24] Best, R.: Theorie und Anwendungen des Phase-Locked Loops. Der Elektroniker 6, 1975.
- [25] MOTOROLA: Phase Locked Loop, Data Book 1973.
- [26] Saito, T.; et al.: A Narrow-Band Amplifier Based on the Phase-Shifting Properties of Transistors. Proc. IEEE 58, 1970, S. 604-605.
- [27] Archer, J.A.; et al.: Use of Transistor-Simulated Inductance as an Interstage Element in Broadband Amplifiers. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Vol. SC-3, 1968, S. 12-21.
- [28] Viterbi, A.J.: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill, New York 1966.

2.12 Abtastanalog-Filter in Ladungsverschiebetechnik (CTD)

Diese aktuelle Technik für monolithisch integrierbare Filter verwendet MOS-Ladungsverschiebeelemente (*Charge Transfer Devices*). Nachdem die technologischen Aspekte dieser Filtermethode in der deutschsprachigen Literatur nur sehr lückenhaft vorliegen, folgt im Abschn. 2.12.1 ein kurzer Überblick. Ein ausführlicher Report zur CTD-Technologie findet sich in der Arbeit des Verfassers [1].

2.12.1 Technologische Aspekte der Ladungsverschiebeelemente

Nach intensiven Forschungs- und Entwicklungsarbeiten in den Jahren nach 1970 gewinnen Ladungsverschiebeelemente zunehmende Bedeutung für digitale und analoge Anwendungen. Im digitalen Bereich ersetzen CCD-Speicher (*Charge Coupled Devices*) rotierende Massenspeicher von Magnetbandgeräten bis zu Floppy-Disk-Systemen. Mit Zugriffszeiten im 100- μ s-Bereich werden selbst die schnellsten Massenspeicher um eine Größenordnung unterboten. Die Analogsignal-Verarbeitung benutzt CTD-Systeme in der Form von BBD (*Bucket Brigade Devices*)- und CCD-Strukturen für Verzögerungsleitungen, Abtastanalogfilter und Bildsensoren. Nachdem Schaltungen mit Ladungsverschiebeelementen Teil der MOS-Technologie sind, kann die Realisierung von CTD-Schaltungen ohne erhebliche Kostenrisiken mit den konventionellen MOS-Prozessen erfolgen. Die Übersicht in Bild 2.12-1 zeigt die drei wesentlichen Untergruppen von Ladungsverschiebeelementen. Die chronologisch älteren BBDs werden im deutschen Sprachgebrauch als Eimerkettenschaltungen bezeichnet. Diese Schaltungen wurden zunächst aus diskreten Bauelementen aufgebaut, ihre Geschichte reicht bis in das Jahr 1946 [2]. Das eigentliche Startsignal wurde aber mit der Veröffentlichung von SANGSTER und TEER im Jahr 1969 gegeben [3]. Die Forschungsarbeiten an CCDs (ladungsgekoppelte Schaltungen) begannen im wesentlichen mit der Arbeit von BOYLE und SMITH 1970 [4]. Schließlich wurden parallel zu den BBD- und CCD-Bildsensoren die CID-Strukturen (*Charge Injection Devices*) entwickelt. Die sehr grobe Aufteilung der CTD-Techniken in Bild 2.12-1 soll mit Bild 2.12-2 detaillierter dargestellt werden.

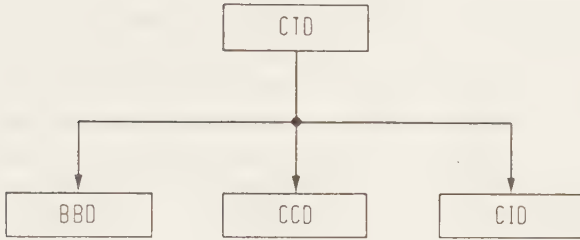


Bild 2.12-1. Teilbereiche der Ladungsverschiebetechnik

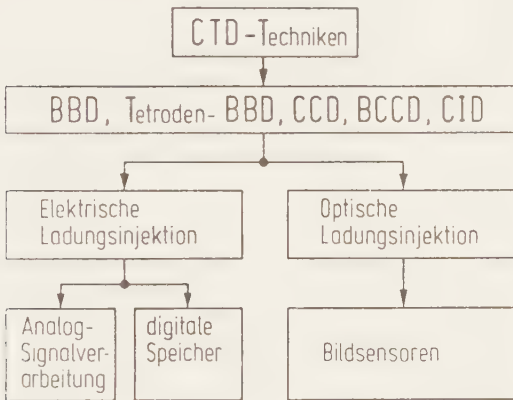


Bild 2.12-2. Erweiterte Übersicht zur CTD-Technologie

a) Grundstruktur eines analogen Schieberegisters

Bild 2.12-3 zeigt das Prinzip eines analogen Schieberegisters, das zum Aufbau von Transversalfiltern verwendet werden kann. Abtastwerte $U_e(kT_c)$ des analogen Signals $u_e(t)$ werden in der Form von Ladungspaketen in einer Kondensatorkette gespeichert. Über taktgesteuerte Schalter S_i , $i = 0, 1, 2, \dots$ können die Ladungspakete von Kondensator zu Kondensator weitergeschoben werden. Es ist leicht erkennbar, daß für eine unverfälschte Signal-

übertragung nur die Hälfte der Kondensatoren Information enthalten kann. Zur Speicherung von N Abtastwerten sind also $2N$ Kondensatoren erforderlich. Die Probleme der Schalterrealisierung konnten zunächst durch die Ladungsdefizitmethode [5] gelöst werden. Die BBD-Lösungen mit bipolaren Transistoren wurden bald im Hinblick auf die LSI-Integrationsmethoden durch MOS-Schaltungen abgelöst. Im nächsten Abschnitt wird deshalb der Ladungstransfer in einem MOS-BBD skizziert.

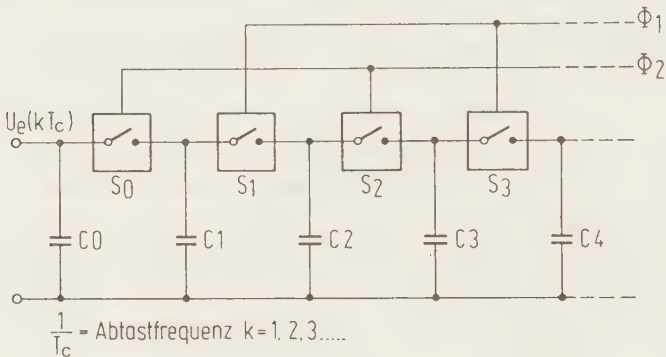


Bild 2.12-3. Grundstruktur eines analogen Schieberegisters in Bucket-Brigade-Devices-Technik

b) Eimerkettenschaltungen mit MOS-Transistoren

Nach den P-Kanal-Schaltungen der Jahre um 1975 dominiert heute die N-Kanal-Technik. Im folgenden wird ein BBD in N-Si-Gate-Technik betrachtet (Bild 2.12-4). In Bild 2.12-5 ist das entsprechende Ersatzschaltbild aus diskreten Bauelementen dargestellt. Die kapazitiven Kopplungen zwischen den Gate- und Drainelektroden sind durch eine beabsichtigte Vergrößerung der Gate-Drain-Kapazität realisiert. Technologisch wird dies durch eine Überlappung des Draingebiets mit der Gateelektrode ermöglicht. Der Ladungstransfer im BBD stellt sich nun als ein übersichtlicher Vorgang dar. Für eine vereinfachte Schreibweise sollen die Zustände der Taktsignale im folgenden mit (Φ_1, Φ_2) gekennzeichnet werden. Zum Zeitpunkt t_a befinde sich eine Ladungsmenge Q im Sourcegebiet des Transistors T_n (Bild 2.12-6).

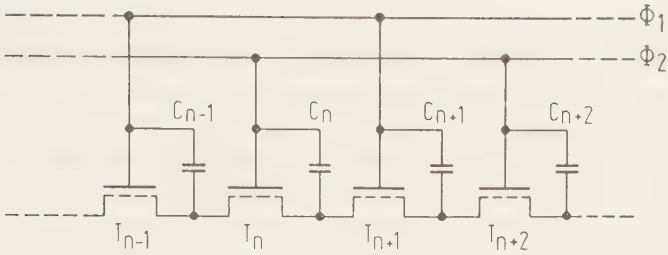


Bild 2.12-4. BBD-Ersatzschaltung mit diskreten Bauelementen

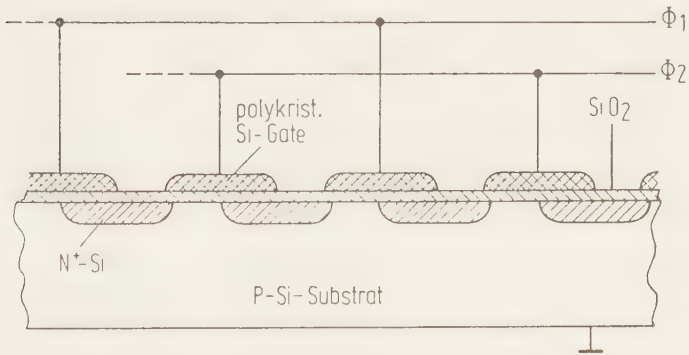


Bild 2.12-5. Eimerkettenschaltung mit MOS-Transistoren in N-Kanal-Si-Gate-Technik

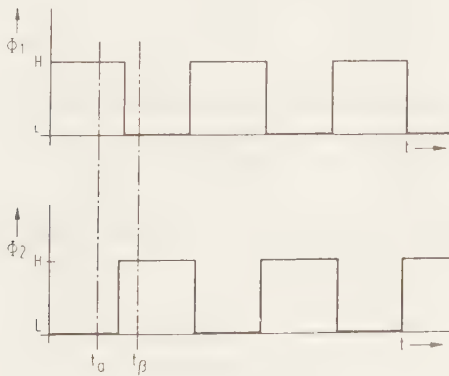


Bild 2.12-6. Taktsignale zur Eimerkette nach Bild 2.12-5

Auf Grund der Taktsituation (H,L) ist der Enhancement-Transistor T_n gesperrt. Der Kanal von T_n wird nun mit $\phi_2 = H$ geöffnet ($U_{GS} > U_S = \text{Schwellenspannung}$). Der Potentialsprung wird über C_n kapazitiv an die Drainelektrode übertragen. Die neue Taktsituation führt zu einem Elektronenstrom von Source nach Drain. Die Potentiale in diesen Bereichen ändern sich gegenläufig. Das steigende Sourcepotential reduziert U_{GS} bis auf den Wert der Schwellenspannung. Der Umladevorgang wird beendet. Die Ladung Q wurde in das Sourcegebiet von T_{n+1} transportiert. Um Drain-Source-Rückströme zu vermeiden, muß für die Takte mindestens ab dem Zeitpunkt t_β (L,H) gelten. Die Periodizität der Takte führt mit (H,L) zu einem weiteren Ladungstransfer in das Draingebiet des Transistors T_{n+1} . Quantitative Aussagen über den Verschiebevorgang können im sogenannten *Potentialtopfmodell* nach Einführen des *Oberflächenpotentials* gewonnen werden [6,7].

c) BBD-Kenngrößen

Von besonderer Bedeutung für die CTD-Filter ist der Übertragungsparameter ϵ . Betrachtet man einen Transfer von der Stufe $n-1$ mit der Ladung Q_{n-1} zur Stufe n (Ladung Q_n), so wird definiert:

$$\epsilon = 1 - \frac{Q_n}{Q_{n-1}} \quad (2.12-1)$$

Die Größe ϵ beschreibt also den Ladungsverlust der realen Übertragung. Nachdem die für die Übertragung verfügbare Zeit im allgemeinen mit der halben Taktperiodendauer übereinstimmt, wird der Wert ϵ mit zunehmender Taktfrequenz vergrößert. Die vollständige Übertragung würde dann eine Transferzeit $t_T > T/2$ benötigen. Neben diesem frequenzabhängigen Anteil des Übertragungsparameters existieren weitere Einflußgrößen. Der dominierende frequenzunabhängige Beitrag zu ϵ entsteht durch Rückwirkungsverluste im MOS-Transistor. Ihre Ursache ist im wesentlichen die noch vorhandene Abhängigkeit des Drainstromes von der Drain-Source-Spannung im Abschnürbereich.

d) Eimerkettenschaltungen mit MOS-Tetroden

Die Einflüsse der Rückwirkung können mit einer von SANGSTER [7] 1970 angegebenen Struktur wesentlich reduziert werden. Diese Anordnung, bei der die einzelnen MOS-Stufen durch einen zusätzlichen MOS-Transistor voneinander getrennt sind, wird Tetroden-BBD genannt. Während Bild 2.12-7 den Technologieaufbau einer MOS-Tetrode in Al-Gate-P-Kanal-Technik verdeutlicht, ist in Bild 2.12-8 die diskrete Ersatzschaltung dargestellt. Der Transistor T_{na} wird als gewöhnlicher MOS-Transistor mit möglichst geringer Gate-Drainkapazität realisiert. Seine Gateelektrode wird an eine Gleichspannung U_B gelegt [1].

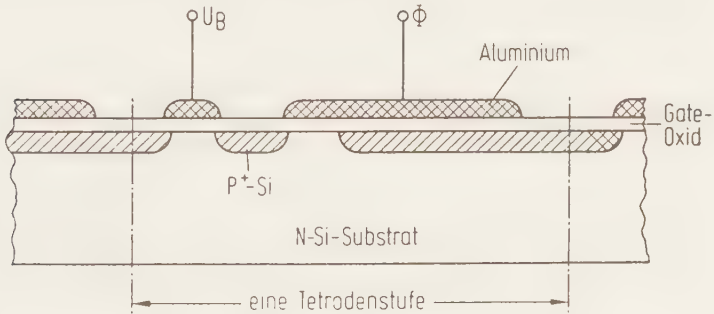


Bild 2.12-7. Technologischer Aufbau von MOS-Tetroden

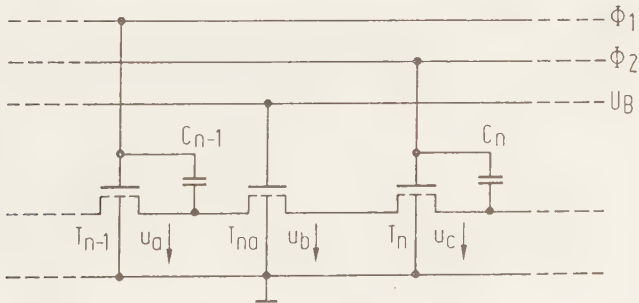


Bild 2.12-8. Diskrete Ersatzschaltung des Tetroden-BBD

e) Charge Coupled Devices (Ladungsgekoppelte Schaltungen) mit MOS-Kondensatoren

Für den MOS-Kondensator als Grundbauelement der ladungsgekoppelten Schaltungen bestehen zwei Beschreibungsmodelle, das Ladungsspeichermodell und das Potentialtopfmodell.

Ladungsspeichermodell: Bild 2.12-9a zeigt den Aufbau eines Metall-Oxid-Silizium-Kondensators. Betrachtet wird eine P-Substrat-Struktur. Zunächst wird unter dem Einfluß der positiven Gatespannung U_G eine Majoritätsträgerbewegung erfolgen. Im vorliegenden P-Substratfall werden die positiv geladenen Löcher in das Substrat gedrängt und fließen über den Rückseitenkontakt nach Rekombinationsvorgängen ab. Im Bereich unter der Metallelektrode bildet sich eine Verarmungszone mit ortsfesten, negativ geladenen Akzeptoratomen aus. Dieses Gebiet wird in bekannter Weise als Raumladungszone bezeichnet. Hier können nun einem Signal entsprechende Minoritätsträger (hier Elektronen) eingespeichert werden. Der Zustand nach Bild 2.12-9a ist allerdings nicht stabil. Durch thermische Generation (Elektron-Loch-Paarbildung) entstehen zusätzliche bewegliche Ladungsträger (Bild 2.12-9b). Durch das elektrische Feld der Gateelektrode wird der Elektronenanteil unter das Gateoxid wandern, während die Löcher wieder in das Substrat gedrängt werden. Auf Grund der zum Substrat entgegengesetzten Ladungsträgerpolarität der thermisch erzeugten Minoritätsträger wird dieser Vorgang als Inversion bezeichnet. Im Hinblick auf die Herkunft dieser Ladungen wird auch von den Substratladungen gesprochen. Bild 2.12-9c verdeutlicht den stationären Zustand des thermischen Gleichgewichts. Anschaulicherweise sind die Inversionsladungen im CCD unerwünscht. Bei einer Signalverarbeitung kann nicht mehr nach der Herkunft der Minoritätsträger unterschieden werden. Es ist deshalb eine Aufgabenstellung der Technologie, die Zeitspanne der Kondensatoraufladung durch thermisch erzeugte Minoritätsträger groß gegenüber der Signalverarbeitungszeit zu halten. Die aktuelle CCD-Technik erreicht hier Zeiten bis in den Minutenbereich. An dieser Stelle zeigt sich, das CCD-Filter nicht für tiefe Frequenzen ($f < 50$ Hz) geeignet sind.

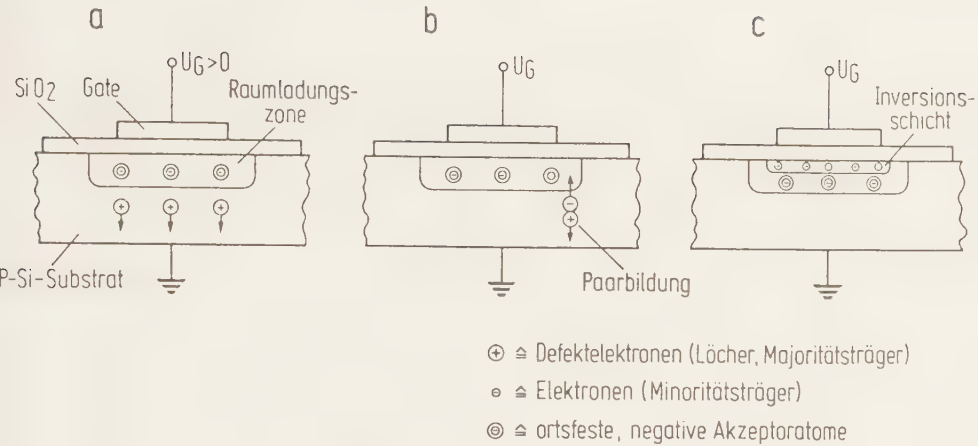


Bild 2.12-9. MOS-Kondensator: a) Entstehen der Raumladungszone, b) thermische Generation, c) Inversionszustand

Potentialtopfmodell: Diese Systembeschreibung hat ihren Ursprung im Bändermodell. Hier können quantitative aber auch qualitative Betrachtungen übersichtlicher als im Ladungsspeichermodell erfolgen. Bild 2.12-10a entspricht der Darstellung der minoritätsträgerfreien Verarmungszone in Bild 2.12-9a. Die Gatespannung führt im Bändermodell zu einer Bandaufbiegung. Für ihre Beschreibung wird das Potential $\phi(y)$ eingeführt. Von besonderer Bedeutung für die CCD-Technik ist hierbei das Potential $\phi(y)$ für $y = 0$, also das Potential $\phi(0)$ an der Siliziumgrenzfläche zum Oxid. Diese Größe wird Oberflächenpotential ϕ_s genannt. ϕ_s hängt im wesentlichen ab von der Gatespannung U_G , der Dotierung des Halbleiters, Geometriegrößen und von der eingespeicherten Minoritätsträgerladung Q_s [8,9]. In Bild 2.12-10b wird der Einfluß von in der Raumladungszone eingespeicherten Minoritätsträgern gezeigt. Die Bandverbiegung und damit das Oberflächenpotential wird reduziert, die Spannung U_I über dem Isolator vergrößert. Der Begriff Potentialtopfmodell wird verständlich, untersucht man das Oberflächenpotential längs der Metallelektrode. In die Potentialmulde (Bild 2.12-11) unter der Gateelektrode können die Signalladungen eingespeichert werden.

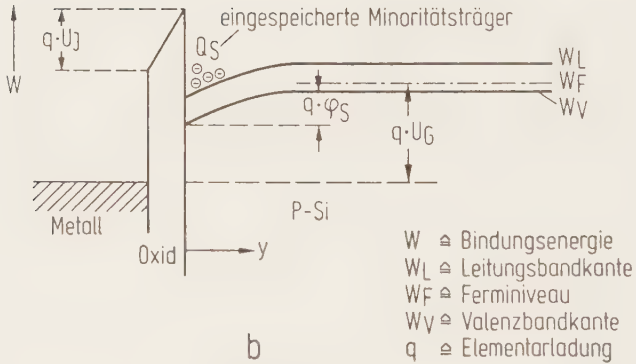
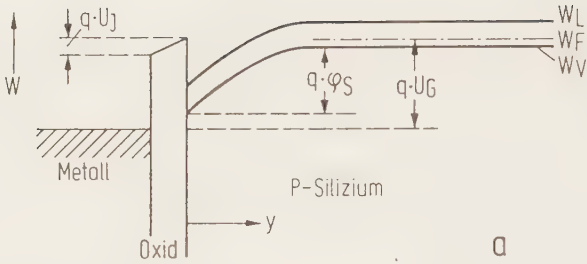


Bild 2.12-10. Bändermodell des MOS-Kondensators: a) minoritätsträgerfreie Verarmungszone, b) verringerte Bandaufbiegung durch gespeicherte Minoritätsträger

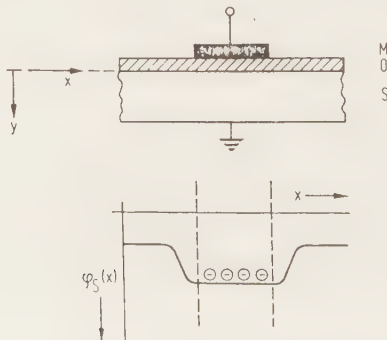


Bild 2.12-11. Potentialtopf des MOS-Kondensators

f) Oberflächen-CCD

In diesem Abschnitt sollen der Aufbau und die Funktion der Oberflächen-CCDs (*Surface CCD*, *SCCD*) kurz skizziert werden. Im Abschn. g) folgen die heute besonders wichtigen "*Buried-Channel-CCDs*" näher beschrieben. Ein Oberflächen-CCD erhält man durch eine reihenförmige enge Anordnung von MOS-Kondensatoren. Ihre Abstände sind so klein zu halten, daß sich die Verarmungszonen der Kondensatoren geringfügig überlappen. Unter dem Einfluß von Taktspannungen können dann Ladungspakete durch das CCD transferiert werden. Hier wird verständlich, daß CCDs nicht diskret realisiert werden können. Wesentlich für den Ladungstransfer sind die Kondensatorabstände (Spaltbreiten). Für nicht ionenimplantierte CCDs sind Abstände zwischen 2 und 3 μm erforderlich [10]. Ähnlich wie bei den betrachteten BBD-Strukturen bestehen auch für CCDs verschiedene Möglichkeiten des getakteten Ladungstransfers. Die Anzahl der zum Verschieben und Speichern eines Ladungspakets nötigen MOS-Kondensatoren (und damit Metallelektroden) bildet eine "*CCD-Zelle*". Hier sind CCDs mit zwei, drei und vier Elektroden pro Zelle (Element) bekannt [9]. Auf Grund der damit nötigen Taktsignale wird auch von den Zwei-, Drei- und Vierphasen-CCDs gesprochen. Andererseits kann auch nach dem Zeit- und Amplitudenverlauf der Taktsignale unterschieden werden. Hier soll im folgenden ein Dreiphasen-SCCD betrachtet werden, dessen drei Takte gleiche Amplituden besitzen [11,12]. Bild 2.12-12 enthält den Aufbau in N-Kanal-Technik (12a), das Oberflächenpotential ϕ_s für drei Zeitpunkte (12b) und den Zeitverlauf der Taktsignale ϕ_1, ϕ_2 und ϕ_3 (12c). Zum Zeitpunkt $t = t_1$ befindet sich ein Signalladungspaket Q_s im Potentialtopf unter der Elektrode A. An ihr liegt die Spannung $\phi_1(t) = \hat{\phi} > 0$. Die das A-Gate umgebenden Elektroden liegen auf 0 V. Für $t = t_2$ besitzt der Takt ϕ_2 eine aufsteigende Flanke. Die Ladung Q_s verteilt sich im nun ausgedehnten Potentialtopf. Bedingt durch das kontinuierliche Abklingen von ϕ_1 im Zeitintervall $t_2 \leq t \leq t_3$ fließt die Ladung Q_s vollständig unter die Elektrode B (Bild 12b). Für den Transfer unter die Elektrode C muß nun für die Takte (0, $\hat{\phi}$, $\hat{\phi}$) gelten. $\phi_1(t) = 0$ V legt einen eindeutigen Transfer nach rechts fest.

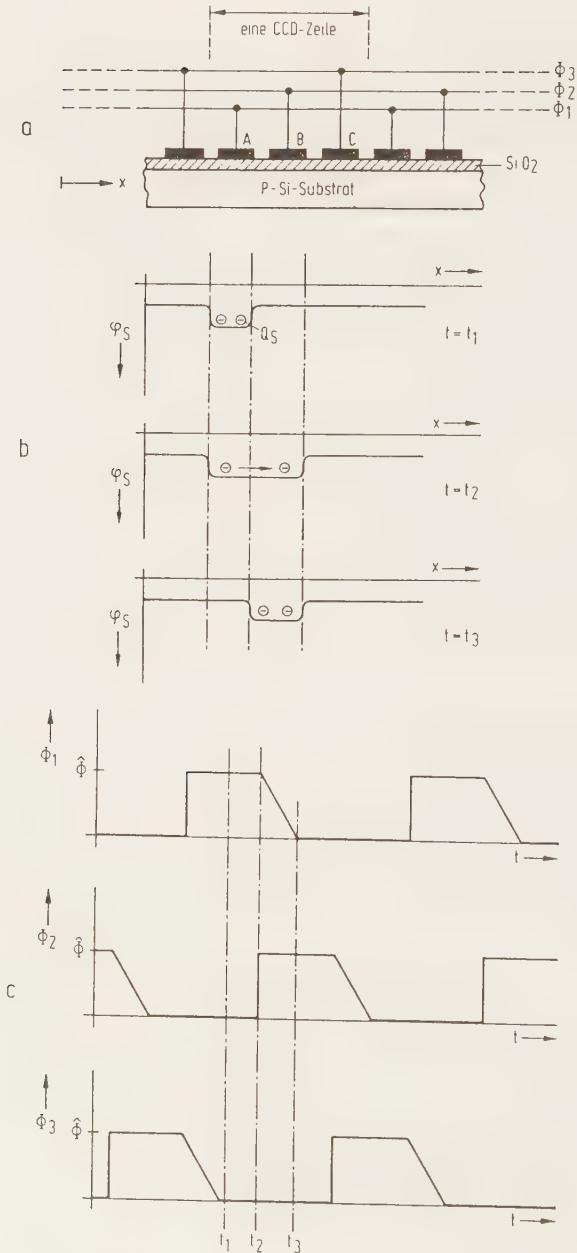


Bild 2.12-12. Dreiphasen-Oberflächen-CCD: a) technologischer Aufbau, b) Oberflächenpotentiale, c) Taktdiagramme

CCDs können ähnlich den BBDs auch in Zwei-Phasentechnik aufgebaut werden. Ein unsymmetrischer Aufbau der Elektroden ermöglicht hier CCD-Elemente mit jeweils zwei Gate-Elektroden. Die Asymmetrie kann auf unterschiedliche Weise erzeugt werden. Ein bekanntes Verfahren ist die erhöhte Substratdotierung unter einem Teil der Steuerelektrode durch Ionenimplantation oder Diffusion. Eine andere Möglichkeit stellt die Zwei-Gate-Technik dar (Bild 2.12-13). Hier werden sich überlappende Aluminium- und Polysilizium-Elektroden benutzt, die unterschiedliche Oxidunterschichten besitzen. Trotz gleicher Taktspannungen an den Elektroden resultiert ein Oberflächenpotential nach Bild 2.12-13b. Unter den dünneren Oxidschichten entstehen Potentialtöpfe, in denen die Signalladung gespeichert werden kann. Das Taktsignal reduziert die Potentialschwelle der aufnehmenden Elektrode. Die Signalladung kann in den nachfolgenden Potentialtopf fließen.

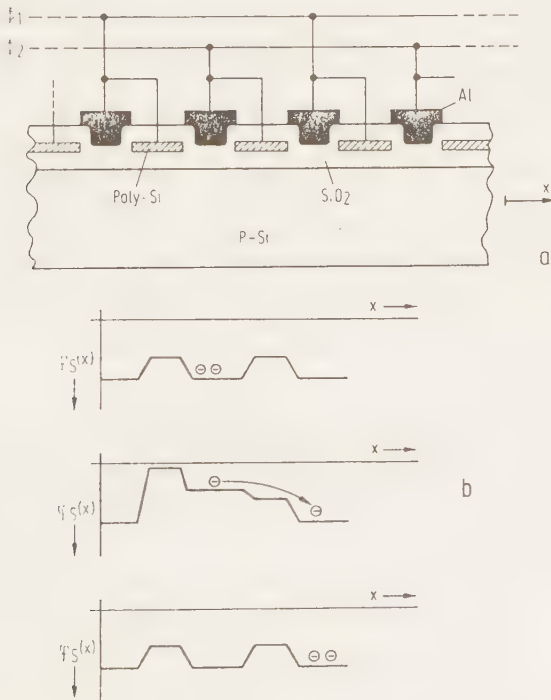


Bild 2.12-13. CCD in Zwei-Phasentechnik: a) Aufbau, b) Oberflächenpotential

g) Buried-Channel-CCD

Die Übertragungseigenschaften von Oberflächen-CCDs können durch unterschiedliche Maßnahmen verbessert werden. Eine Möglichkeit ist der auch bei BBDs mögliche Grundladungsbetrieb. Dem Eingangssignal wird hierbei ein konstanter Pegel überlagert. Diese Grundladungsmenge reduziert auf Grund verschiedener Mechanismen [13] deutlich die Signalverfälschung. Werden hohe Anforderungen an die Übertragungsfrequenz und an den Übertragungsparameter (*Transfer Inefficiency*) gestellt, genügen Oberflächen-CCDs auch mit Grundladungsbetrieb nicht. Hier hilft die BCCD-Technologie (*Buried-Channel-CCD*, auch *Bulk-CCD* oder *Peristaltic-CCD*, Abk. *PCCD*). Während sich beim Oberflächen-CCD das Potentialminimum für die Minoritätsladungsträger an der Si/SiO₂-Grenzfläche befindet, wird beim BCCD der Kanal und damit das Potentialminimum ins Innere des Substrats verlegt. Der negative Einfluß der Grenzflächenzustände auf die Minoritätsladungsträger wird durch den vergrabenen Kanal (*Buried Channel*) aufgehoben. Für die Realisierung wird in das Substrat eine wenige Mikrometer dicke Schicht entgegengesetzter Leitfähigkeit eindiffundiert oder implantiert (N-Si in P-Substrat im Bild 2.12-14). Eine angelegte Sperrspannung führt innerhalb des gesamten N-Kanals zu einer Raumladungszone und damit zu einem in transversaler Richtung annähernd parabolischen Potentialverlauf [8]. In dem nun in das Substrat verlegten Potentialminimum können in bekannter Weise Ladungsträger (hier Elektronen) gespeichert und transferiert werden.

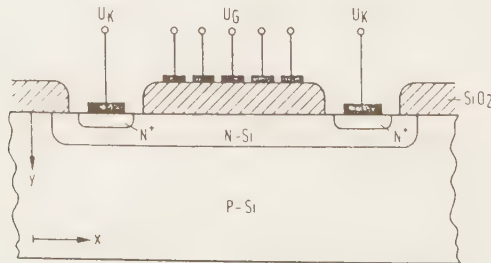


Bild 2.12-14. Buried-Channel-CCD (BCCD)

h) CCD-Eingabestufen nach der Potentialausgleichmethode

Die Signalein- und -ausgabestufen erfordern insbesondere für die Analogsignalverarbeitung eine sorgfältige Dimensionierung. Aus der großen Anzahl [9,12] bekannter Ladungseingabemethoden soll im folgenden die Potentialausgleichmethode zur Beschreibung ausgewählt werden. Dieses Verfahren bietet gute Linearität und großen Störabstand. Die Potentialausgleichmethode (*Potential Equilibration Method*) [15] benutzt gemäß Bild 2.12-15a ein N^+ - Diffusionsgebiet und zwei Eingangselektroden mit extern zugänglichen Anschlüssen. Am N^+ - Diffusionsgebiet (Eingangsdiode) liegt die Spannung U_D , an der ersten Elektrode die Gleichspannung U_G und am folgenden Gate schließlich die Signalspannung $u_s(t)$. Die weiteren Elektroden sind in bekannter Weise mit den CCD-Takten versehen. Die Spannung U_D spannt die Eingangsdiode in Sperrrichtung vor. Der Gleichspannungswert U_{Go} wird durch das Minimum $U_{s,min}$ der Signalspannung $u_s(t)$ festgelegt, es gilt: $U_{Go} \leq U_{s,min}$. Die im Potentialtopf unter der Signalelektrode gespeicherte Ladung Q_s kann mit Gl. (2.12-2) bestimmt werden.

$$Q_s \approx C_{ox}(u_s(t) - U_G) \quad (2.12-2)$$

Die eingegebene Ladung ist also der Spannungsdifferenz an den beiden Elektroden proportional (C_{ox} = Oxidkapazität). Diese Eingabemethode wird gelegentlich auch mit dem Ausdruck "*fill and spill*" charakterisiert (füllen und zurückfließen).

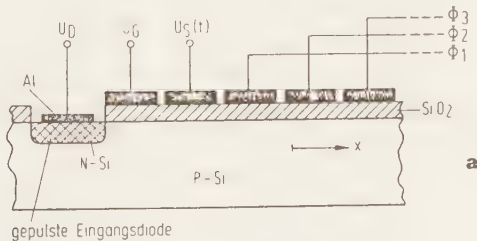


Bild 2.12-15a. CCD-Eingangsstufe nach der Potentialausgleichmethode: Technologischer Aufbau

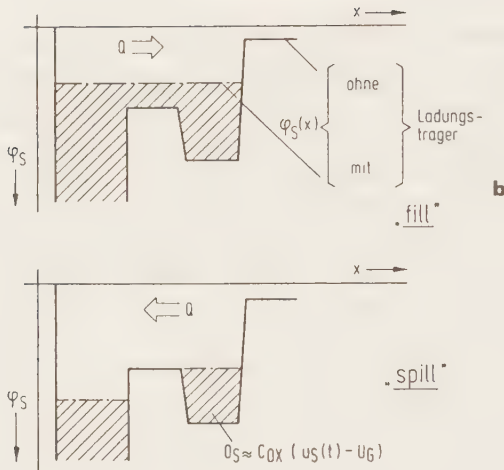


Bild 2.12-15b. CCD-Eingangsstufe nach der Potentialausgleichmethode: Oberflächenpotential

i) CCD-Ausgabestufen nach dem Float-Prinzip

Für die Signalausgabe aus einem CCD-Kanal sind verschiedene Realisierungen bekannt. Für Ausgangsstufen am Ende eines Kanals werden häufig Schaltungen nach Bild 2.12-16 eingesetzt. Die Signalladung Q_S aus dem CCD-Kanal fließt hier in ein N^+ -Diffusionsgebiet (Ausgangsdiode), das einerseits mit dem Gate des Auslesetransistors T_A und andererseits mit einem Rücksetztransistor T_R verbunden ist (*Floating Diffusion Stage*). Der Transistor T_R dient zum Entladen der Ausgangsdiode. Diese Anordnung kann auf Grund der Störeinflüsse des Diffusionsgebiets nicht für Auskoppelstufen innerhalb eines CCD-Kanals verwendet werden. Hier werden sogenannte Floating-Gate-Stufen verwendet (Bild 2.12-17). Mit einem Auslesetak U_{TA} wird die Betriebsspannung U_B über den Transistor T 1 an eine Al-Gate-Elektrode gelegt. Nach einem Aufladevorgang trennt T 1 das Floating-Gate, das nun *frei schwebend (floating)* vorliegt. Die unter das Floating-Gate fließende Signalladung Q_S führt durch kapazitive Kopplung der Oxidkapazität zu einer Signalspannung am Gate von Transistor T 2. Floating-Gate-Ausgangsstufen sind von großer Bedeutung für CTD-Filter.

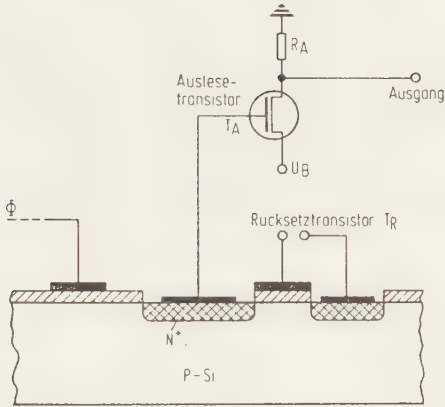


Bild 2.12-16. CCD-Ausgabestufe nach dem Floating-Diffusions-Prinzip

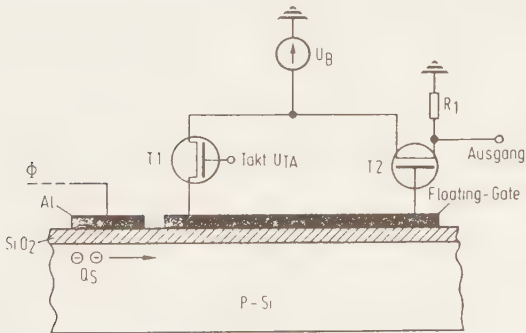


Bild 2.12-17. Floating-Gate-Ausgangsstufe

2.12.2 Monolithisch integrierbare Filter in CTD-Technologie

Verschiedene spezielle Filteraufgaben können vorteilhaft durch CTD-Schaltungen verwirklicht werden. Beispiele bilden Filter mit *streng linearer Phase*, *Matched-Filter* und *adaptive Systeme*. Im Gegensatz zu SC-Filtern dominieren in der CTD-Technik *transversale Filter*. *Rekursive* Schaltungen besitzen noch erhebliche Stabilitätsprobleme. In Bild 2.12-18 sind zunächst die Frequenzgrenzen der CTD-Technologie mit den anderen integrierbaren Techniken verglichen. Die Abhängigkeit des Übertragungsparameters

$\epsilon(f)$ ist in Bild 2.12-19 dargestellt [16].

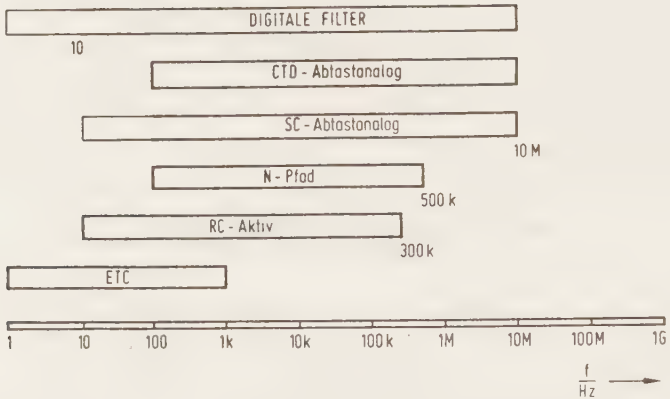


Bild 2.12-18. Frequenzgrenzen der CTD-Technik und einiger weiterer Verfahren für integrierbare Filter

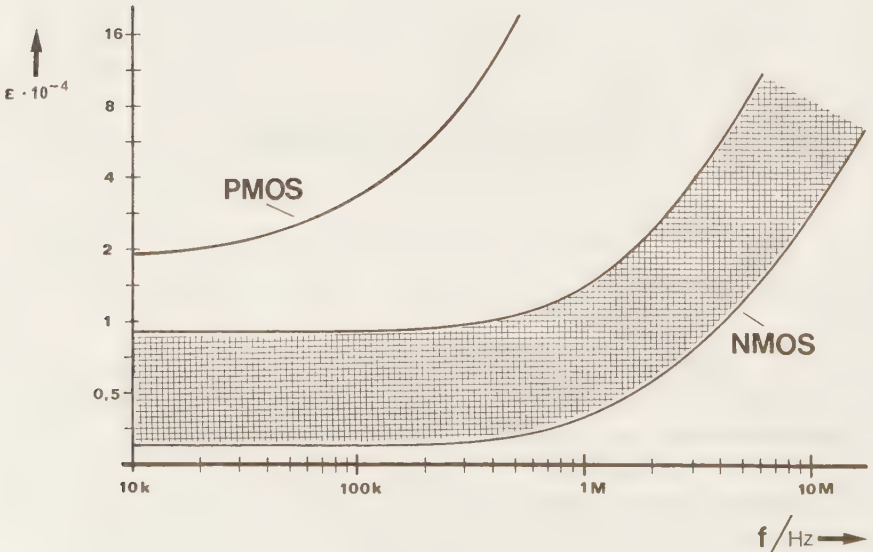


Bild 2.12-19. Übertragungsparameter $\epsilon(f)$ der PMOS- und NMOS-Technologie als Funktion der Frequenz

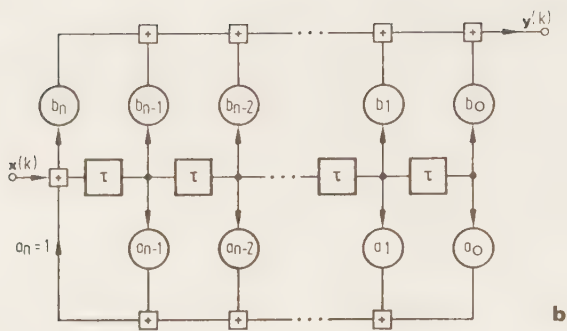


Bild 2.12-20. Strukturen rekursiver CTD-Filter.
b) Zweite kanonische Form

Transversale Filter:

Legt man in Gl.(2.12-3) alle Pole der Übertragungsfunktion $H(z)$ in den Nullpunkt ($z = 0$), so gilt:

$$H(z) = \frac{P(z)}{z^n} = \frac{\sum_{\mu=0}^n b_{\mu} \cdot z^{\mu}}{z^n}, \quad a_n = 1, \quad m = n. \quad (2.12-4)$$

Ein Vergleich mit der Relation für die Z-Transformation

$$F(z) = \mathbf{Z}\{f(k)\} = \sum_{k=0}^{\infty} f(k) \cdot z^{-k} \quad (2.12-5)$$

führt zu der Darstellung

$$H(z) = \sum_{\mu=0}^n b_{\mu} \cdot z^{\mu-n} = \sum_{\mu=0}^n h(\mu) z^{-\mu}. \quad (2.12-6)$$

Gl. (2.12-6) beschreibt ein transversales (*nicht rekursives*) Filter, dessen Koeffizienten des Zählerpolynoms $P(z)$ gemäß der Relation Gl. (2.12-7) mit den Werten der Impulsantwort $h(\mu)$ übereinstimmen [19].

$$h(\mu) = b_{n-\mu} \quad (2.12-7)$$

Auf Grund der endlichen Werteanzahl der Impulsantwort werden diese Strukturen auch als "*FIR-Filter*" (*Finite Impulse Response Filter*) bezeichnet. Die Eigenschaft $h(\mu) = b_{n-\mu}$ ermöglicht einen besonders einfachen Filterentwurf. Bild 2.12-21 enthält zwei Strukturen für transversale Filter. Die Methode nach Bild 2.12-21a wird mit "*Serial-In/Parallel-Out*" bezeichnet. Der hier erforderliche Operationsverstärker (Summierung) begrenzt den Frequenzbereich des Filters. Die in Bild 2.12-21b gezeigte Struktur ist unter dem Begriff "*Parallel-In/Serial-Out*" bekannt. Hier wird der Filterfrequenzbereich nur durch die CTD-Eigenschaften begrenzt.

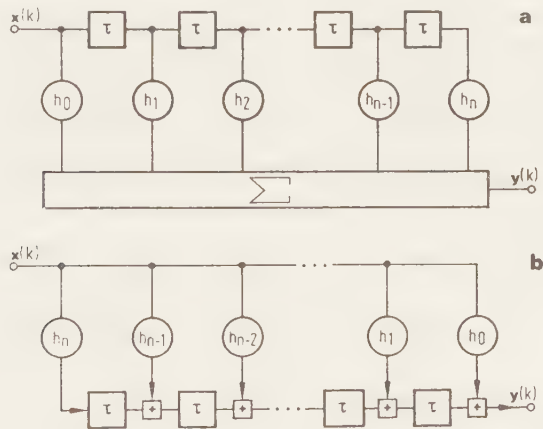


Bild 2.12-21. Strukturen transversaler CTD-Filter.
a) Serial-in/parallel-out-Prinzip; b) Parallel-in/serial-out-Prinzip

b) Vergleich rekursiver und transversaler Filter

Die Eigenschaften rekursiver und transversaler Systeme sind in der Literatur ausführlich beschrieben (z.B. [18,20]). Im folgenden sind die wichtigsten Unterschiede zusammengefaßt:

Rekursive Abtastfilter

- Im Vergleich zu transversalen Systemen ist ein niedriger Filtergrad zur Erfüllung eines Toleranzschemas erforderlich.
- Instabilität auf Grund der Rückkoppschleifen ist möglich.

Transversale Abtastfilter

- Grundsätzlich stabiles Verhalten.
- Filter mit streng linearer Phase realisierbar.
- Bei gleichem Toleranzschema ist gegenüber einer rekursiven Realisierung ein höherer Filtergrad erforderlich.

Im folgenden wird die Realisierung von Filterstrukturen durch Ladungsverschiebeschaltungen behandelt. Im Vordergrund stehen hierbei Methoden zur Gewichtung (Implementieren der Koeffizienten a_v , b_u), Filtergesamtschaltungen und erreichbare Eigenschaften für CCDs.

c) Baugruppen eines CTD-Filters

Zum praktischen Betrieb eines Ladungsverschiebe-Filters sind über eine BBD- oder CCD-Struktur hinaus eine Reihe peripherer Schaltungen nötig. In Bild 2.12-22 sind deshalb die wesentlichen Baugruppen eines CCD-Filters dargestellt. Das Eingangssignal $x(t)$ gelangt zunächst in die Eingangsstufe, die für einen optimalen Arbeitspunkt der CCD-Eingabeschaltung eine Pegelverschiebung durchführt (*DC-level-shift*). Die nächste Stufe repräsentiert ein Vorfilter zur Bandbegrenzung.

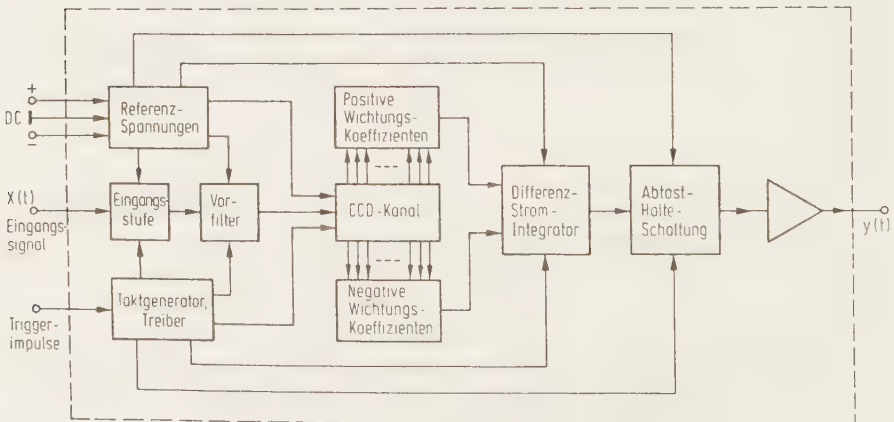


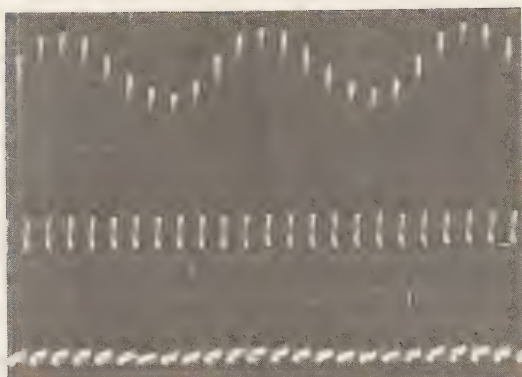
Bild 2.12-22. Baugruppen eines CTD-Filters

Hier muß das Eingangssignal gemäß der Forderung des Abtasttheorems bandbegrenzt werden. Für ein monolithisches Filter ist auch dieses "Antialiasing"-Filter mit auf dem Chip zu integrieren. Nachdem in der verwendeten MOS-Technik die Vorfilterforderungen durch eine kontinuierliche Realisierung nicht erfüllbar sind, wird auch dieses als CCD-Abtastanalog-Filter aufgebaut. Durch eine geschickte Wahl der Abtastfrequenzen von Vor- und Hauptfilter kann aber die jetzt noch erforderliche Bandbegrenzung von einem RC-Glied realisiert werden. In einem PCM-Sprachtiefpasfilter eignet sich ein Verhältnis

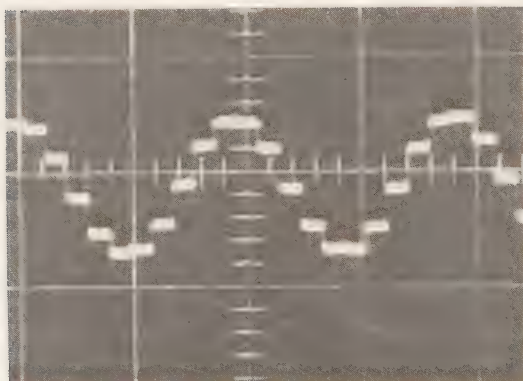
$$f_{T_{\text{Vor}}} : f_{T_{\text{Haupt}}} = 4 : 1 = 32 \text{ kHz} : 8 \text{ kHz} . \quad (2.12-8)$$

Für ein derartiges Vorfilter genügen vier Koeffizienten und eine Chipfläche von 5% [21]. In der Literatur sind auch andere Anti-aliasing-Konzepte bekannt [22]. Besondere Aufmerksamkeit verdienen die Verfahren zur Wichtung. Vor ihrer Beschreibung im Abschn. d) jedoch einige kurze Erläuterungen zu den restlichen Funktionsblöcken.

Der *Differenzstromintegrator* führt die Signale der positiven und negativen Wichtungskoeffizienten zusammen und liefert am Ausgang ein PAM-Signal (Puls-Ampli-tu-den-Modu-lation) mit einer im allgemeinen hohen Takteinkopplung. Die Verwendung einer Abtast-Halte-Schaltung (*Sample & Hold Circuit*) ermöglicht ein treppenförmiges Signal, das gegebenenfalls durch einen einfachen Tiefpaß noch weiter geglättet werden kann. Bild 2.12-23 verdeutlicht die Wirkung eines Abtast-Halte-Gliedes. Die Logiknetzwerke der Taktaufbereitung können in Standard-MOS-Technik realisiert werden. Ein Problem der CCD-Filter äußert sich in den erforderlichen hohen Takttreiberleistungen. Die Referenzspannungsquellen des CCD-Filters sind in bekannter linearer MOS-Schaltungstechnik aufgebaut [21,23].



a



b

Bild 2.12-23. Wirkung des Abtast-Halte-Gliedes.
a) Signal mit Takteinkopplung; b) Treppensignal
am Ausgang des Abtast-Halte-Gliedes

d) Wichtungsverfahren für Serial-In/Parallel-Out-Filter

α) Transversale CCD-Filter mit externen Koeffizienten:

In speziellen Anwendungen können extern veränderbare Filterkoeffizienten vorteilhaft sein. Für adaptive Filter ist anschaulich eine elektronische Variation der "Gewichte" möglich. Allerdings entstehen auch technologische Probleme durch die erforderliche Kontaktierung vieler Anzapfpunkte des CCD-Kanals (Begrenzung der Koeffizientenanzahl, teure IC-Gehäuse, geringe Zuverlässigkeit). Bild 2.12-24 zeigt eine mögliche Schaltung zur

externen Wichtung [24]. Die Signalladungen werden an n -Stellen ($n \leq 50$) durch Floating-Gate-Elektroden [1] detektiert. Die Feldeffekttransistor-Matrix mit den Transistoren T_{ji} ; $j = 1(1)3$, $i = 1(1)n$ dient zur Entkopplung der Wichtungswiderstände von den Signalabgriffen. Die vom Chip getrennten Widerstände $R_{\mu i}$; $\mu = 1(1)2$, $i = 1(1)n$ realisieren zusammen mit drei Operationsverstärkern die Koeffizienten des Filters. Für den üblichen Einsatz eines CCD-Filters in Anwendungen mit großen Stückzahlen stehen Methoden zur internen Wichtung im Vordergrund.

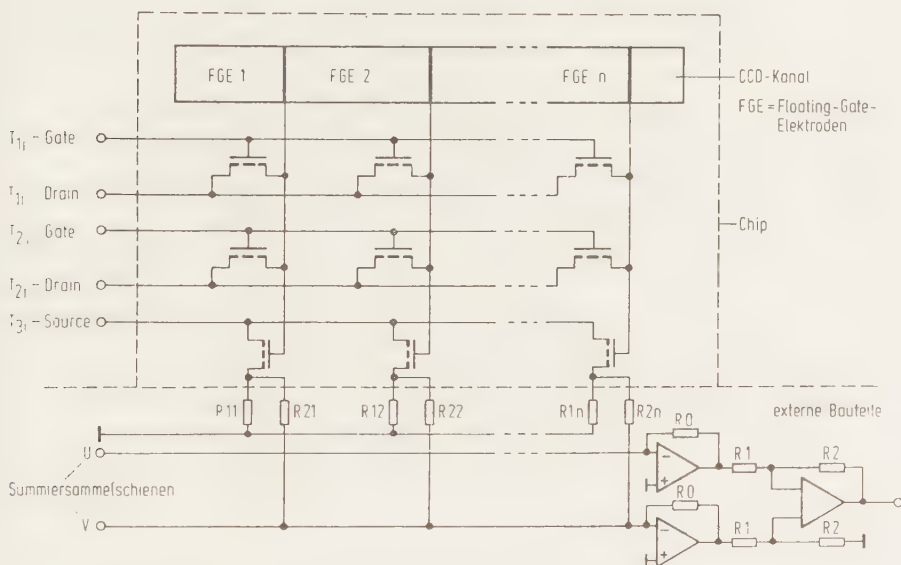


Bild 2.12-24. CCD-Filter mit externer Realisierung der Koeffizienten

β) Verfahren zur internen Wichtung:

Split-Electrode-Methoden:

Eine günstige (kompakte) Möglichkeit zur integrierten Realisierung der Filterkoeffizienten bietet die Aufspaltung ("Split-Electrode") der Elektroden über dem CCD-Kanal gemäß einem Bildungsgesetz. Das bekannteste Verfahren benutzt Einfach-Spalt-Elektroden mit beidseitigem Abgriff (Bild 2.12-25), wobei die

Differenz zweier Elektrodenlängen gerade den entsprechenden Filterkoeffizienten (*tap weight*) realisieren soll. Hierzu kann man die allgemeine Faltungssumme

$$y(k) = \sum_{\lambda=k_0}^k x(\lambda) \cdot h(k-\lambda), \quad k=k_0(1)\infty. \quad (2.12-9)$$

für den transversalen Fall anschreiben:

$$y(k) = h(0) \cdot x(k) + h(1) \cdot x(k-1) + h(2) \cdot x(k-2) + \dots \\ + h(N) \cdot x(k-N) \quad (2.12-10)$$

Zur Vereinfachung sind die Koeffizienten $h(\mu)$ im folgenden mit h_μ bezeichnet. Nach dem Floating-Gate-Verfahren können auf den Teilelektrodenflächen A_μ , B_μ die Teilladungen $Q_{A\mu}$ und $Q_{B\mu}$ de-
tektiert werden. Es gilt in normierter Schreibweise

$$Q_{A\mu} = A_\mu \cdot Q_\mu \quad (2.12-11)$$

$$Q_{B\mu} = B_\mu \cdot Q_\mu \quad (2.12-12)$$

Zur Gewinnung eines Bildungsgesetzes für die Elektrodenflächen (-längen) führt man einen Ansatz nach Gl. (2.12-13) ein.

$$h_\mu = A_\mu - B_\mu \quad (2.12-13)$$

Anschaulich gilt aber auch

$$A_\mu + B_\mu = \text{const} : = 1 \quad (2.12-14)$$

Gl. (2.12-13) und Gl. (2.12-14) führen zu zwei Relationen, die das Bestimmen der Elektrodenaufspaltung bei bekannten Werten der Impulsantwort ermöglichen.

$$A_\mu = \frac{1+h_\mu}{2} \quad (2.12-15)$$

$$B_\mu = \frac{1-h_\mu}{2} \quad (2.12-16)$$

$A_\mu > B_\mu$ realisiert also positive Koeffizienten, $A_\mu = B_\mu$ den Fall $h(\mu) = 0$ und $A_\mu < B_\mu$ schließlich negative Gewichte. Alle derart aufgespaltenen Elektroden werden mit den nichtinvertierenden und invertierenden Eingängen eines Differenz-Strom-Integrators kontaktiert, der am Ausgang das resultierende Filtersignal liefert.

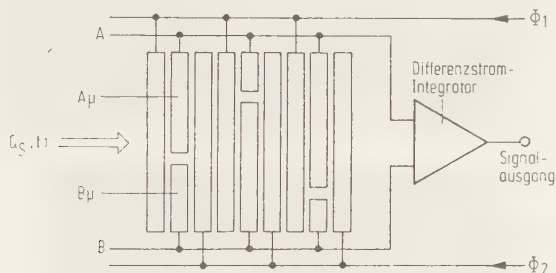
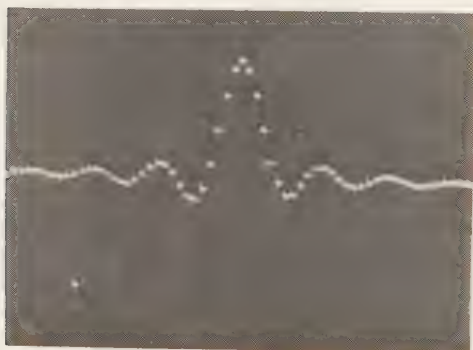


Bild 2.12-25. Split-Electrode-Verfahren (Einfach-Spaltelektroden mit beidseitigem Abgriff)

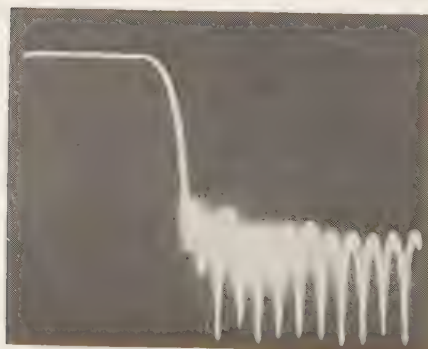
Der Filterentwurf gestaltet sich hier offenbar sehr einfach. Aus einem vorgegebenen Dämpfungstoleranzschema erhält man nach einer Approximation im Frequenzbereich [18] die Übertragungsfunktion $H(z)$. Damit sind die Filterkoeffizienten gemäß Gl. (2.12-7) bekannt und mit den Gln. (2.12-15/16) als Spaltelektroden realisierbar. Bei einer Approximation im Zeitbereich können in analoger Weise die Werte der Impulsantwort abgebildet werden. Das beschriebene Verfahren repräsentiert als geometrisches Muster der Elektrodenunterbrechungen den Verlauf der berechneten Impulsantwort auf dem Chip. Bild 2.12-26 verdeutlicht diese Aussage an einem praktischen Filter [25]. Ein Nachteil derartig entworfener Filter ist die hohe Koeffizientenempfindlichkeit, insbesondere bei Wichtungen im Bereich um Null. Eine kleine Größe entsteht als Differenz von großen Werten. Für den Operationsverstärker muß deshalb eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung gefordert werden.



a



b



c

Bild 2.12-26. Split-Electrode-CCD-Tiefpaßfilter.
a) Chipfoto, das Muster der Elektrodenunterbrechungen
entspricht dem Verlauf der impulsantwort; b) gemessene
Impulsantwort; c) gemessener Dämpfungsverlauf

Eine Verbesserung liefert die "Double-Split"-Methode (Bild 2.12-27). Hier werden Doppel-Spalt-Elektroden mit beidseitigem Abgriff verwendet [26,27]. Eine kleine Signalgröße entsteht durch Differenzbildung aus kleinen Werten, dadurch sind die Forderungen an den Operationsverstärker und an die Elektrodengenauigkeit weniger streng. Die mittleren Elektroden sind mit einer Referenzspannung verbunden.

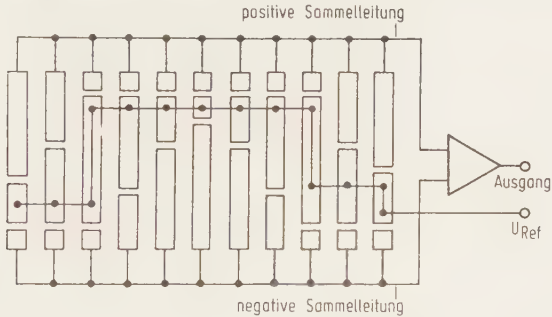


Bild 2.12-27. Double-Split-Electrode-Verfahren
(Doppel-Spalt-Elektroden mit beidseitigem Abgriff)

Bild 2.12-28 stellt noch ein Verfahren mit Einfach-Spalt-Elektroden und einseitigem Abgriff dar. Hier liegt eine Elektrodenreihe an einer Referenzspannung, während die restlichen je nach gewünschtem Vorzeichen am Plus- oder Minuseingang des Operationsverstärkers liegen [21]. Durch Randeffekte entstehen aber auch hier größere Flächen bei der Realisierung kleiner Koeffizienten.

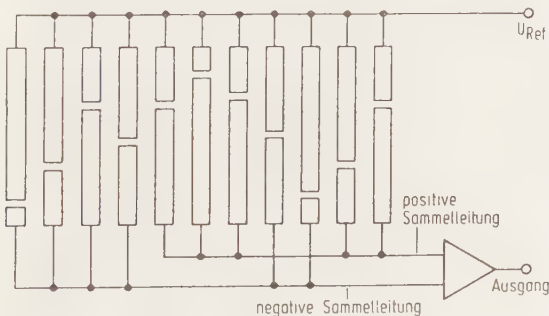


Bild 2.12-28. Einfach-Spalt-Elektroden mit einseitigem Abgriff

γ) Voltage-Sensing-Verfahren:

Auch die Voltage-Sensing-Methode (Spannungsabtastung) verwendet Floating-Gate-Stufen zur Signaldetektion [28]. Die Float-Elektroden sind hier jedoch nicht mit einem Operationsverstärker, sondern mit den Gate-Kontakten von FETs verbunden (Bild 2.12-29). Die Geometrie dieser MOS-Transistoren legt die Koeffizientenwerte fest. Nutzt man die Abhängigkeit des Drainstroms von der Gate- und Sourcespannung aus, kann auf einfache Weise ein adaptives Filter mit elektronisch einstellbaren Koeffizienten realisiert werden.

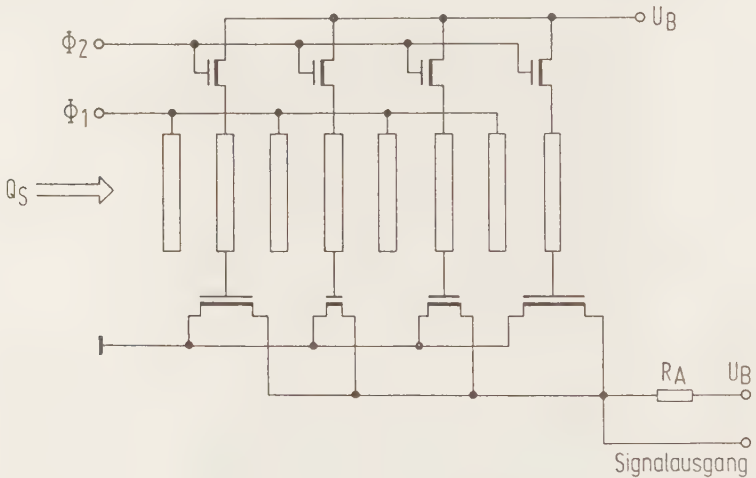


Bild 2.12-29. Voltage-Sensing-Verfahren (Spannungsabtast-Methode)

e) Parallel-In/Serial-Out-Filter

Im folgenden wird eine Realisierung der Filterstruktur aus Bild 2.12-21b betrachtet [22]. Bei dieser Methode der parallelen Signaleingabe und seriellen Ausgabe wird das zu filternde Signal durch n verschiedene Eingangsschaltungen abgetastet. Die Summation der Signalladungen erfolgt von Stufe zu Stufe im CCD-Kanal. Wie schon im Abschn. 2.12.2a erwähnt, ist hier kein Operationsverstärker nötig. Bild 2.12-30 zeigt den praktischen Aufbau.

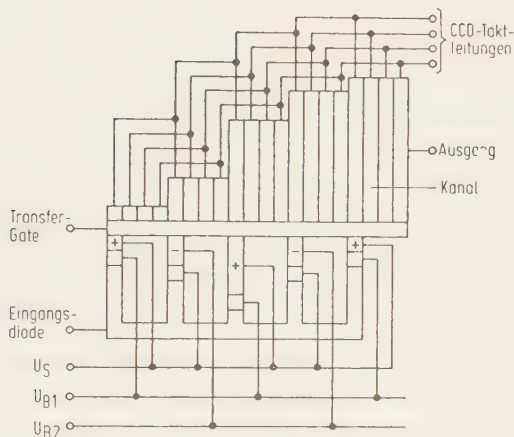


Bild. 2.12-30. Aufbau eines Parallel-In-/Serial-Out-Filters

Für eine gleichmäßige Ladungsdichte wird die CCD-Kanalweite an die in jedem Element zu speichernde Signalladung angepaßt. Zwischen den parallelen Eingangsstufen und dem CCD befindet sich ein Transfer-Gate. Die Eingangsstufen umfassen drei Funktionen: Ein Gate, dessen Fläche den Filterkoeffizienten bestimmt, ein weiteres für die Realisierung einer Potentialbarriere und eine Eingangsdiode. Mit dem "Fill- and Spill"-Verfahren werden positive und negative Vorzeichen ermöglicht. Bild 2.12-31 enthält ein Chip-Foto des Filters aus Bild 2.12-30.

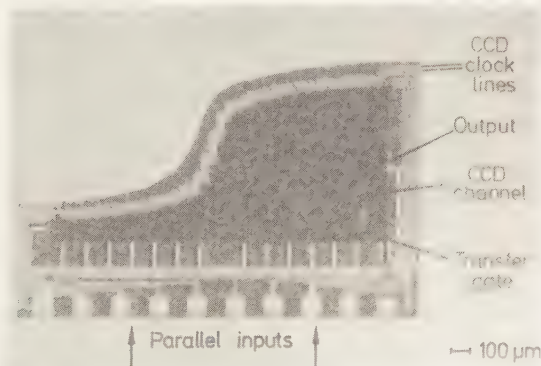


Bild 2.12-31. Chipfoto des Parallel-In-/Serial-Out-Filters aus Bild 2.12-30

f) Rekursive CTD-Filter

Durch die Einführung von Rückkopplungsschleifen in die Transversalfilterstruktur könnte der Filtergrad erheblich reduziert werden. Trotz vieler Vorschläge und Untersuchungen zu rekursiven CTD-Filtern stehen diese Strukturen bedingt durch Stabilitätsprobleme noch im Hintergrund [29,30]. Prinzipiell kann eine diskrete Struktur nach Bild 2.12-20b (2. kanonische Form) durch zwei Split-Electrode-Transversal-Filter realisiert werden. Ein Transversal-Filter bildet den *Vorkoppelpfad*, das zweite den *Rückkoppelzweig* [26]. Hierzu wurden auch Schaltungen vorgeschlagen, die nur ein CCD-Schieberegister enthalten [31]. Die Spaltelektroden eines Abschnitts bilden die *Vorwärtskopplung*, während die an einem zweiten Operationsverstärker kontaktierten Spaltelektroden den *Rückkoppelkanal* realisieren (Bild 2.12-32). Eine Schwierigkeit rekursiver CCD-Filter nach diesem Prinzip liegt in der Phasenverschiebung zwischen Rückkoppelkanal und dem Eingang. Hier wird eine zusätzliche Zeitverschiebungskorrektur nötig. Weitere Betrachtungen zu rekursiven CTD-Abtastanalogfiltern finden sich in den Arbeiten [30-32, 35-38].

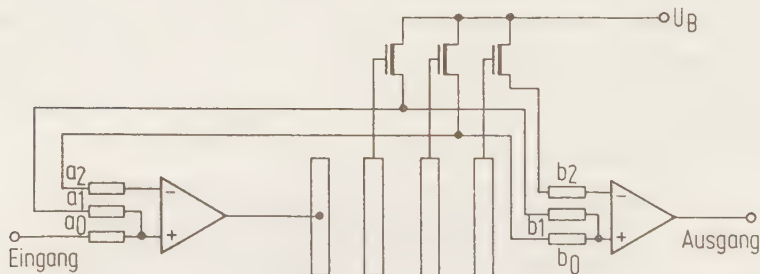


Bild 2.12-32. Filterblock 2.Grades zur Realisierung eines rekursiven CCD-Filters

2.12.3 Anwendungsbeispiele für CTD-Filter

a) CCD-Transversal-Filter zur Spektralanalyse

Problemstellungen der Nachrichtentechnik erfordern häufig eine Spektralanalyse in Echtzeit. Aufgaben sind namentlich die Berechnung der spektralen Leistungsdichte oder der Diskreten Fouriertransformation. Im folgenden wird ein kommerzieller Spektralanalysator vorgestellt, dessen Kernstück vier CCD-Transversal-Filter sind [39]. Einige Vorbemerkungen sollen dem Verständnis dieses Systems dienen. Aus Gl. (2.12-5) erhält man mit

$$z = z_{\mu} = e^{j\mu \frac{2\pi}{N}}; \quad k = 0(1)N-1 \quad (2.12-17)$$

die sogenannte *Diskrete Fouriertransformierte* [18,40] der Folge $f(k)$

$$F_{\mu} = \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot e^{-jk\mu \frac{2\pi}{N}}. \quad (2.12-18)$$

Für eine günstige Realisierung wird eine Substitution des Faktors $2k\mu$ durchgeführt:

$$2k\mu = k^2 + \mu^2 - (k - \mu)^2. \quad (2.12-19)$$

Hiermit kann die Gl. (2.12-18) folgendermaßen geschrieben werden:

$$F_{\mu} = e^{-j\pi \frac{\mu^2}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot e^{-j\pi \frac{k^2}{N}} \cdot e^{j\pi (\mu - k)^2 / N}. \quad (2.12-20)$$

Die Gl. (2.12-20) ist als "*Chirp-Z-Transformation*" bekannt [41]. Der englische Begriff "Chirp" (Zwitschern) steht hier für die spezielle Struktur der Exponentialfunktionen in Gl. (2.12-20) (lineare FM-Signale). Gl. (2.12-20) liefert unmittelbar die Realisierungsschritte der Chirp-Z-Transformation (CZT). Die Folge $f(k)$ ist mit der Chirpfunktion $\exp(-j\pi k^2/N)$ zu multiplizieren und das entstandene Produkt diskret mit $\exp(j\pi \mu^2)/N$ zu falten. Die Faltungswerte sind schließlich mit dem Chirp-Faktor $\exp(-j\pi \mu^2/N)$ zu bewerten. Bild 2.12-33 zeigt diesen CZT-Algorithmus. Der Spektral-

analysator RC-5601 [39] verwendet mit einigen Vereinfachungen den beschriebenen Algorithmus. Die Beschränkung auf das Betragsspektrum $|F_u|$ läßt den Faktor $\exp(-j\pi u^2/N)$ entfallen. Weiterhin erfolgt keine blockweise Transformation (Einlesen von N bewerteten Abtastungen, Analyse, erneutes Einlesen), sondern eine "Sliding"-Transformation (gleitend). Die zu analysierenden Daten werden permanent eingelesen. In gleicher Weise erfolgt das Auslesen. Nach $N-1$ Takten steht am Ausgang des Sliding-CZT-Analysators der Spektralwert $|F_{N-1}|^2$ zur Verfügung. Bild 2.12-34 enthält das Blockschaltbild dieses Echtzeitanalysators.

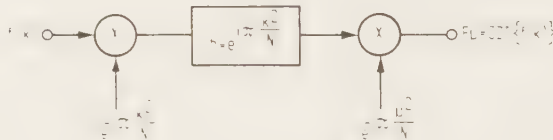


Bild 2.12-33. Schema der Chirp-Z-Transformation

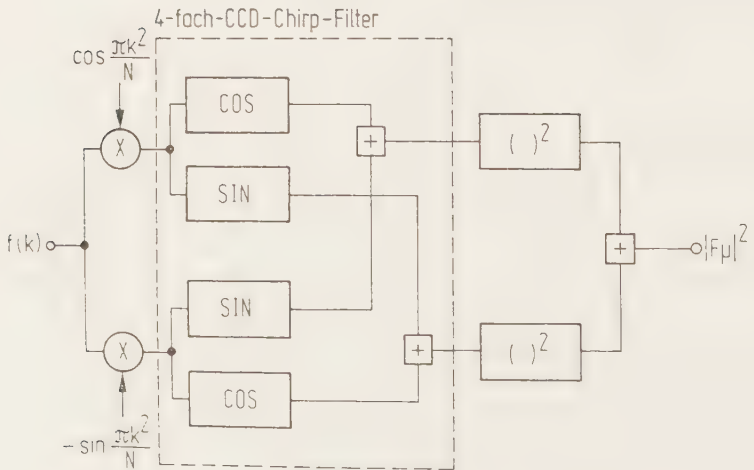


Bild 2.12-34. Blockschaltung des Sliding-CZT-Spektralanalysators RC-5601. Verwendet sind vier Chirp-Transversal-CCD-Filter

Die Abtastwerte $f(k)$ (gewonnen durch eine Abtast-Halte-Schaltung aus $f(t)$) werden getrennt mit den $\cos$ - und $\sin$ -Chirp-Funktionen multipliziert, deren Funktionswerte in digitaler Form (8 Bit) einem ROM-Speicher entnommen werden *. Zur Multiplikation sind deshalb hybride Multiplizierer erforderlich. Die folgende Funktionsgruppe umfaßt vier CCD-Transversal-Filter mit insgesamt 1024 Stufen (ein COS-/SIN-Block enthält 512 Stufen in "Split - Electrodes-Technik"). In Bild 2.12-35 ist die Metallmaske dieses integrierten Bausteines dargestellt. Man erkennt die Spaltelektroden-Wichtung gemäß den Chirp-Funktionen.

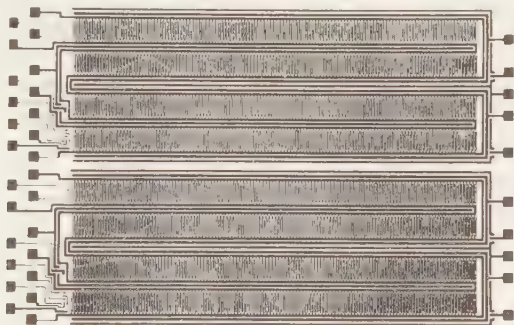


Bild 2.12-35. Metallmaske für die CCD-Filter des LSI-Bausteines RC-5601

Zur Verdeutlichung enthält Bild 2.12-36 die COS-Chirp-Funktion in einer Polardarstellung. Durchgezogen ist die kontinuierliche Chirpfunktion

$$\cos_K = 2,5 + 0,5 \cos \pi \frac{\lambda^2}{36}, \quad \lambda \text{ kontinuierlich}, \quad (2.12-21)$$

mit Kreisen versehen ist die diskrete Chirpfunktion

$$\cos_D = 2,5 + 0,5 \cos \pi \frac{k^2}{36} = 2,5 + 0,5 \cos(5k^2)^0, \quad k = 0(1)36. \quad (2.12-22)$$

* Erinnerung sei an die Relation

$$e^{-j\pi \frac{k^2}{N}} = \cos \pi \frac{k^2}{N} - j \sin \pi \frac{k^2}{N}.$$

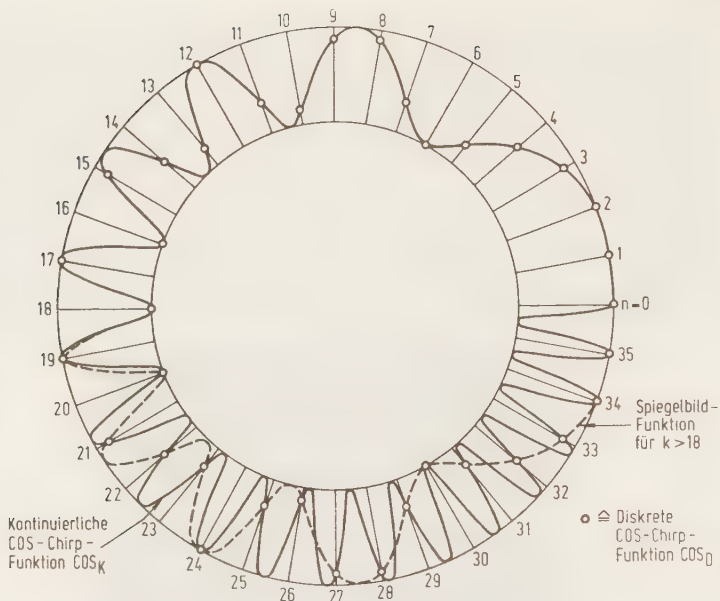


Bild 2.12-36. COS-Chirp-Funktionen COS_K und COS_D

Während hier zur Vereinfachung $N = 36$ gewählt wurde, liegt im Baustein RC-5601 der Wert $N = 512$ vor. Zu beachten ist, daß nur im Intervall $0 \leq k < N/2$ die diskreten Punkte eindeutig dem kontinuierlichen Chirpsignal zugeordnet werden können. Für $k > 18$ liegen die Abtastpunkte auch auf dem Spiegelbild der Werte für $k < 18$. Zur Bildung des Betragsquadrats $|F_\mu|^2$ sind schließlich noch zwei Quadrierer und ein Addierer außerhalb des LSI-Chips (Bild 2.12-34) erforderlich. Tabelle 2.12-1 faßt die wichtigsten Eigenschaften des beschriebenen Filterbausteins zusammen. Beispielhafte Anwendungsgebiete sind die Sprachanalyse, Bandbreitenkompression, Vibrationsanalyse und die Radartechnik [42].

Aufgabe	Ausführen der Real- und Imaginärteil-Faltung in der Chirp-Z-Transformation für eine 512-Punkte-DFT
Technologie	Zwei 512-Stufen Charge-Coupled Devices, 4-Phasen-CCD mit Split-Electrodes-Technik, Aufteilung in vier maskenprogrammierte Transversal-Filter
Dynamikbereich	60 dB
Abtastfrequenz	4kHz-2MHz
Filter Koeffizienten-genauigkeit	8 Bit plus Vorzeichen

Tabelle 2.12-1. Einige Eigenschaften des 4-fach-CCD-Filterbausteines R 5601

b) BBD-Transversal-Filter

Die Filterfamilie R-5602 [43] enthält BBD-Verzögerungselemente mit 64 Stufen. Ein Taktgenerator ist auf dem Chip integriert. Neben speziellen linearphasigen Filtern stehen vier Grundtypen zur Verfügung. Tabelle 2.12-2 enthält die wichtigsten Filterkennndaten dieser Bausteine (Bandbreite, Steilheit, Durchlaßdämpfung, Sperrdämpfung). Die maximale Abtastfrequenz liegt bei 1 MHz. Bild 2.12-37 stellt den Chipaufbau dar.

Typenbezeichnung	R 5602-1	R 5602-2	R 5602-3	R 5602-4
Filtertyp	schmäler Tiefpaß	breiter Tiefpaß	schmäler Bandpaß	breiter Bandpaß
Bandbreite B/f_T	0,125	0,275	0,055	0,15
Mittelfrequenz f_o/f_T	—	—	0,22	0,25
Untere Durchlaßfrequenz f_{Du}/f_T	—	—	0,22	0,17
Obere Durchlaßfrequenz f_{Do}/f_T	0,125	0,275	0,275	0,325
Untere Sperrdämpfungsfrequenz f_{Su}/f_T	—	—	0,19	0,16
Obere Sperrdämpfungsfrequenz f_{So}/f_T	0,15	0,31	0,31	0,35
Sperrdämpfung a_S/dB	43	36	52	45
Steilheit dB/Oktave (bei f_{Du})	—	—	271	432
Steilheit dB/Oktave (bei f_{Do})	165	281	291	401
Durchlaßdämpfung a_D/dB	-1	-1	-1	-1

Tabelle 2.12-2. Einige Eigenschaften der BBD-Transversalfilterfamilie R 5602 (alle Frequenzen sind auf die Taktfrequenz f_T normiert).

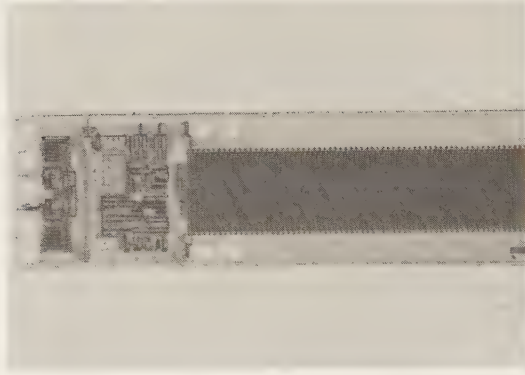


Bild 2.12-37. Chipfoto eines R-5602-Filters

c) Adaptive CCD-Filter mit Mikroprozessorsteuerung

Für viele Problemstellungen genügt die Variation der Filtercharakteristik mittels der Taktfrequenz nicht. In [44,45] wird über den Einsatz eines Mikroprozessors zur Berechnung und elektronischen Variation der Filterkoeffizienten berichtet. Bild 2.12-38 zeigt die Struktur dieses adaptiven Filters.

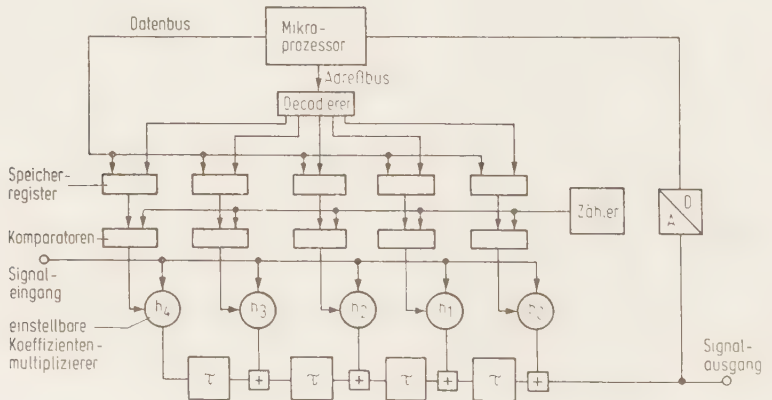


Bild 2.12-38. Struktur eines adaptiven CCD-Filters mit Mikroprozessorsteuerung (gezeichnet für 5 Koeffizienten)

Das eigentliche CCD-Filter verwendet die Parallel-In/Serial-Out-Methode. In der Literatur bekannte adaptive CCD-Filter mit Mikroprozessoren verwenden D/A-Umsetzer zum Einstellen der Koeffizienten. Hier dagegen wird die digitale Information des Mikroprozessors zur unmittelbaren Steuerung der Eingangsstufen im CCD verwendet. D/A-Umsetzer sind nicht erforderlich. Eine vom Prozessor ermittelte Koeffizientenapproximation wird in die Speicherregister eingelesen. Der Registerinhalt wird nun durch Komparatoren mit dem Wert eines Zählers verglichen. Im Zeitintervall zwischen zwei Abtastungen zählt dieser auf eine vorgegebene Zahl 2^m . Die Realisierung eines Filterkoeffizienten geschieht nun dadurch, daß ein Signalladungspaket dem Registerwert entsprechend oft in den CCD-Kanal eingelesen wird. Ist der Zählerstand größer als der Registerwert, trennt der entsprechende Komparator die zugehörige CCD-Eingabestufe ab. Ein realisierter Tiefpaß mit 25 Koeffizienten erreichte bei einer Taktfrequenz von 10 kHz im Durchlaßbereich (0 - 1) kHz eine maximale Abweichung von $\pm 0,1$ dB und im Sperrbereich ($f > 2$ kHz) eine Mindestdämpfung von 32 dB. Eine typische Anwendung eines adaptiven CCD-Filters stellt die Entzerrung von digitalen Signalen in digitalen Nachrichtennetzen dar. Ein weiteres programmierbares CCD-Transversal-Filter wurde in [46] vorgestellt. Zur Ergänzung sind die Literaturstellen [47-58] angegeben.

2.12.4 Schrifttum zur CTD-Technologie

- [1] Rienecker, W.: CTD-Technologien und Anwendungen. ELEKTRONIK 1979, Teil 1: H. 12, S. 39-47, Teil 2: H. 13, S. 74-81.
- [2] Schlesinger, K.: US-Patent 2.403.955 (1946).
- [3] Sangster, F.L.J.; Teer, K.: Bucket Brigade Electronics. New Possibilities for Delay, Time-Axis Conversion and Scanning. IEEE Trans. Solid-State Circuits SC-4, 1969, S. 131-136.
- [4] Boyle, W.S.; Smith, G.E.: Charge Coupled Semiconductor Devices. Bell Syst. Tech. J., 1970, S. 587-593.
- [5] Sangster, F.L.J.: Der "Eimerkettenspeicher" ein Schieberegister für analoge Signale. Philips Techn. Rdsch., 31 Jahrg., 1970/71, H. 4, S. 97-111.

- [6] Strain, R.J.; Schryer, N.L.: A Nonlinear Diffusion Analysis of Charge Coupled Device Transfer. Bell Syst. Tech. J., 1971, S. 1721-1740.
- [7] Sangster, F.L.J.: Integrated Bucket Brigade Delay Line Using MOS Tetrodes. Philips Tech. Review 31, 1970, S. 266.
- [8] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. 3, Hüthig & Pflaum Verlag, München, 1979, insbesondere S. 144 ff und S. 497-505.
- [9] Sequin, C.H.; Tompsett, M.F.: Charge Transfer Devices Advances in Electronics and Electron Physics, Suppl. 8, Acad. Press, New York 1976.
- [10] Katholing, G.: MOS: Technologien-Design-Anwendungen. Siemens AG., Bereich Bauelemente, München 1978.
- [11] Kosonocky, W.F.; Sauer, D.J.: The ABCs of CCDs. Electronic Design 1975, Apr. 12, S. 58-63.
- [12] Kosonocky, W.F.: Charge Coupled Devices - An Overview. Western Electronic Show and Convention Technical Papers, Vol. 18, Sept. 10-13, 1974, S. 2/1-2/20.
- [13] Tompsett, M.F.: The Quantitative Effects of Interface States in the Performance of Charge Coupled Devices. IEEE Trans. Electron Dev. ED-20, 1973, S. 45-55.
- [14] Esser, L.J.M.: The Peristaltic Charge Coupled Device for High-Speed Charge Transfer. Digest Solid-State Circ. Conf. Philadelphia, Feb. 1974, S. 28-29.
- [15] Tompsett, M.F.: Surface Potential Equilibration Method of Setting Charge Coupled Devices. IEEE Trans. Electron Dev. ED-22, 1975, S. 305-309.
- [16] RETICON, Sunnyvale, California: Product Summary und persönliche Korrespondenz.
- [17] Whitehouse, H.J.: Signal Processing with Charge Transfer Devices. IEEE Trans. Electron Dev. ED-23, 1976.
- [18] Schüßler, H.W.: Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Springer-Verlag, Berlin 1973.
- [19] Kallmann, H.E.: Transversal filters. Proc. IRE 28, 1940, S. 302-310.
- [20] Oppenheim, A.V.; Schafer, R.W.: Digital Signal Processing. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, USA., 1975.

- [21] Christiansen, P.; Gebhardt, P.J.; Kohlbacher, G.: Integration von Filtern mit linearen MOS-Schaltungen. Wiss. Ber. AEG-TELEFUNKEN 52, 1979, H. 1-2, S. 131-138.
- [22] Knauer, K.; Pfeleiderer, H.-J.; Keller, H.: CCD Transversal Filters with Parallel-In/Serial-Out Configuration. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber., Bd. 7, 1978, Nr. 3, S. 138-142.
- [23] Tsvividis, Y.P.: Design Considerations in Single-Channel MOS Analog Integrated Circuits - A Tutorial. IEEE J. of Solid State Circuits, Vol. SC-13, 1978, S. 383-391.
- [24] Gebhardt, P.J.; Kohlbacher, G.: CCD-Transversalfilter in monolithischer Integration. Wiss. Ber. AEG-TELEFUNKEN 51, 1978, H. 2/3, S. 91-96.
- [25] Baertsch, R.D.; Engleler, W.E.; Goldberg, H.S.; Puckette, C.M.; Tiemann, J.J.: "Two classes of charge-transfer devices for signal processing". Proc. CCD Technology and Applications Conf., Edinburgh, September 1974, S. 229-236.
- [26] Gersho, A.: Charge-Transfer Filtering. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, Nr. 2, S. 196-218.
- [27] Ibrahim, A.A.; Hupe, G.J.; Foxall, T.G.: Double-Split-Electrode Transversal Filter for Telecommunication Applications. IEEE Journ. of Solid-State Circuits, Vol. SC-14, Nr. 1, Febr. 1979, S. 80-84.
- [28] White, M.H.; et al.: An Analog CCD Transversal Filter with Floating Clock Electrode Sensor and Variable Tap Gain. Digest Int. Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, Febr. 1976, S. 194-195.
- [29] Barton, S.: A practical charge-coupled device filter. IEEE Trans. Cons. Electr., Vol. CE-23, Nr. 3, Aug. 1977.
- [30] Engeler, W.E.; et al.: A charge transfer rekursive filter. Proc. 1977, IEEE Internat. Solid-State Circuits Conf., Phil.
- [31] Steenaart, W.; Fergenson, S.T.: Design of CCD rekursive filters. Conf. Rec. ECCTD 78 (Lousanne, Switzerland, Sept. 1978).
- [32] Gerguson, S.T.; Steenaart, W.; Ibrahim, A.: Recursive filters using charge coupled devices. IEEE Paper Nr. 77363, IEEE u. E 77.
- [33] Ibrahim, A.; Hupe, G.J.; Sellars, L.P.: Multiple filter characteristics using a single CCD structure. Proc. Int. Symp. Appl. Charge-Coupled Devices, (San Diego, CA), 1975, S. 245-249.

- [34] Smith, D.A.; Butler, W.J.; Puckette, C.M.: Programmable bandpass filter and tone generator using bucket-brigade delay lines. IEEE Trans. Commun., Vol. COM-22, July 1974, S. 921-925.
- [35] Smith, D.A.; Puckette, C.M.; Butler, W.J.: Active band-pass filtering with bucket-brigade delay lines. IEEE Journ. of Solid-State Circuits, Vol. SC-7, Oct. 1972, S. 421-425.
- [36] Yeow, Y.T.; Mavor, J.: Influence of Charge-Transfer Inefficiency on CCD-Rekursiv-Filter Performance. Electronics Letters, Vol. 12, 1976, H. 5, S. 125-127.
- [37] Chowaniec, A.; Hobson, G.S.: Phase Errors in Transversal and Recursive Filters realised with Charge-Transfer Devices. Electronics Letters, Vol. 11, 1975, H. 19, S. 467.
- [38] Tang, T.G.; Yeow, Y.T.: Coefficient Correction in Programmable CCD Recursive Filters. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 20, S. 630-632.
- [39] Wallinga, H.: A comparison of CCD analogue input circuit characteristics. Proc. CCD Technology and Applications Conf., Edinburgh, Sept. 1974, S. 13-21.
- [40] Brodersen, R.W.; Hewes, R.C.; Buss, D.D.: A 500-Stage CCD Transversal Filter for Spectral Analysis. IEEE Journ. of Solid-State Circuits, Vol. SC 11, Nr. 1, 1976, S. 75-84.
- [41] Quad Chirped Transversal Filter R-5601. Reticon Data Sheet 3/27/78, HOT-Electronic, Mühlweg 15, 8021 Taufkirchen.
- [42] Rabiner, L.R.; Gold, B.: Theory and Application of Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New York 1975.
- [43] RETICON, Sunnyvale, California: Data Sheet R-5602 Transversal Filter Family.
- [44] Knauer, K.; Pleiderer, H.-J.: Digitally-Controlled Adaptive CCD Filter. CCD 1978, 25.-27. Oct., San Diego USA.
- [45] Knauer, K.; Pfleiderer, H.-J.: Digitally-Controlled Adaptive-CCD Filter. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber., Bd. 8, 1979, Nr. 3, S. 175-180.
- [46] Weckler, G.P.; Walby, M.D.: Programmable Transversal Filters: Design Tradeoffs. CCD-Conference 79, S. 211-221.

- [47] Buss, D.D.; Brodersen, R.W.; Hewes, C.R.: Charge-Coupled Devices for Analog Signal Processing. Proc. IEEE, Vol. 64, 1976, H. 5, S. 801-804.
- [48] Collins, D.R.; Bailey, W.H.; Gosney, W.M.; Buss, D.D.: Charge-Coupled Device Analogue Matched Filters. Electronics Letters, Vol. 8, 1972, H. 13, S. 328-329.
- [49] Enomoto, T.; et al.: High-Performance CCD Channel Filter for a PCM Codec. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 25, S. 817-818.
- [50] Denyer, P.B.; Mavor, J.: Monolithic 256-Point Programmable Transversal Filter. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 22, S. 710-712.
- [51] Lennan, D.J.; et al.: Technique for realising transversal filters using charge-coupled devices. Proc. IEE, Vol. 122, 1975, H. 6, S. 615-619.
- [52] Mattern, J.; Lampe, D.R.: A Reprogrammable Filter Bank Using Charge-Coupled Device Discrete Analog-Signal-Processing. IEEE Solid-State Circ., Vol. SC-11, 1976, H. 1, S. 88-104.
- [53] Rienecker, W.: Monolithisch integrierbare Filter in CTD-Technologie. ELEKTRONIK 1980, Teil 1: H. 1, S. 41-46; Teil 2: H. 2, S. 61-68.
- [54] Grupp, W.: Geschlossenes Entwurfsverfahren für Transversal-Filter. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 9, S. 338-342.
- [55] Cobben, W.: Monte-Carlo-Simulation zur Bestimmung der Amplitudenverteilung des Ausgangssignals von nichtrekursiven linearen Filtern. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 9, S. 333-337.

2.13 Schalter-Kondensator-Abtastanalogfilter

Schalter-Kondensator-Filter, die heute überwiegend als *Switched-Capacitor-Filter* (SC) bezeichnet werden, sind seit 1952 bekannt [1]. Schon 1953 wurden die Resonanzeffekte an zyklisch kommutierten Kondensatoren zur Signalerkennung im Rauschen namentlich in der Radartechnik verwendet [2]. Die ersten sogenannten *Schalterfilter* benutzten das *Resonanztransferprinzip* [1,3], dessen Theorie 1963 von FETTWEIS vorgestellt wurde [4]. Im folgenden Abschnitt werden die "historischen" Aspekte der Frequenzfilterung durch Netzwerke mit periodisch gesteuerten Schaltern kurz erläutert.

2.13.1 Konzentrierte, zeitvariante Netzwerke mit Leitungsfiltereigenschaften

Betrachtet wird ein Zweipol mit kapazitivem Verhalten, der über den Schalter S mit der periodischen Signalquelle verbunden ist (Bild 2.13-1).

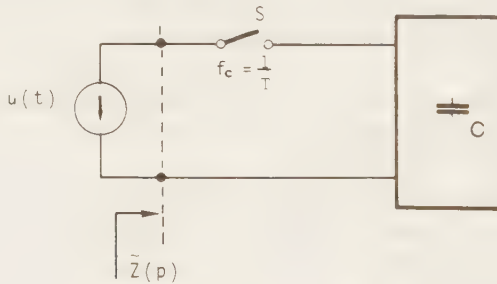


Bild 2.13-1. Kapazitiver Zweipol mit PAM-Signal zur Definition der Pulsfolgeimpedanz

Auf Grund der Abtastung entstehen am Kondensator Ströme und Spannungen, deren Hüllkurven gegenüber dem Signal $u(t)$ veränderte Amplituden und Phasen aufweisen. Gemäß den Arbeiten von CATTERMOLE [3], FETTWEIS [4] und KRAUS [5] wird der Zusammenhang zwischen den Phasen und Amplituden der Hüllkurven von PAM-Spannung und -Strom (Puls-Amplituden-Modulation) durch die *Impulsfolgeimpedanz* beschrieben. Es zeigt sich, daß diese Größe den Eingangswiderstand einer leerlaufenden Leitung repräsen-

tiert (Gl. (2.13-1)).

$$\tilde{Z}(p) = \frac{T}{2} \sum_v \left[\operatorname{Res} \left\{ Z(p) \frac{1+e^{(p_v-j\omega)T}}{1-e^{(p_v-j\omega)T}} \right\} \right] \quad (2.13-1)$$

Diese Analogie ermöglicht eine Synthese dieser *Schalterfilter* gemäß dem Verfahren der UHF-Leitungsfiler.

Wird speziell $Z(p)$ ein Kondensator mit $Z(p) = \frac{1}{pC}$, gilt:

$$\tilde{Z}_c(j\omega) = \frac{T}{j2C} \cot \frac{\omega T}{2} \quad (2.13-2)$$

Um die Resonanzen dieser simulierten Leitung auszunützen, muß die Gültigkeit des Abtasttheorems beachtet werden. Für den Fall $Z(p) = \frac{1}{pC}$ ist nur der Bereich $\omega < \pi/T$ ausnützbar (Bild 2.13-2).

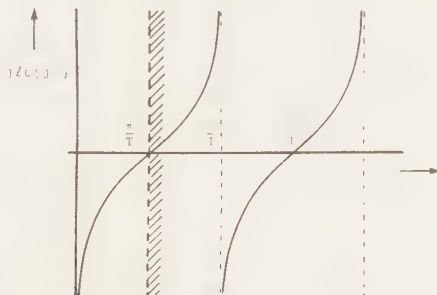


Bild 2.13-2. Leitungsverhalten eines mit Abtastwerten erregten Zweipols der Impedanz $Z(p) = \frac{1}{pC}$

Dieses Gebiet kann aber durch eine vergrößerte Anzahl kommutierter Kondensatoren erweitert werden. Die zyklische Tastung der drei Kondensatoren in Bild 2.13-3 führt zu einer Impulsfolgeimpedanz

$$\tilde{Z}_{3c}(j\omega) = \frac{T}{j2C} \cot \frac{3\omega T}{2} \quad (2.13-3)$$

Hier beginnt das Restriktionsgebiet erst bei der dritten Resonanzstelle (Bild 2.13-4).

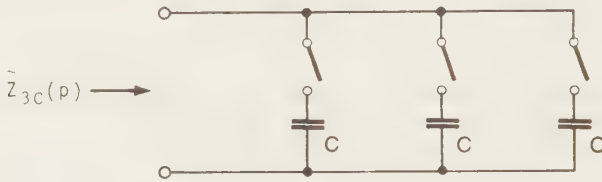


Bild 2.13-3. Zyklische Tastung von drei Kondensatoren zur Leitungsfiltersimulation

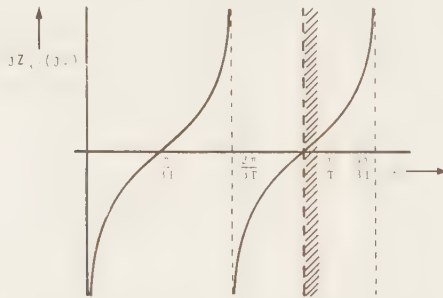


Bild 2.13-4. Erweiterung des nutzbaren Bereichs bis zum Frequenzpunkt $\omega = \pi/T$

Die beschriebenen SC-Anordnungen ermöglichen den Aufbau von Reaktanzfiltern. Allerdings wird für die Gültigkeit der Impulsfolgeimpedanz vorausgesetzt, daß die Ladung jedes Stromimpulses in voller Höhe auf den jeweiligen Kondensator gelangt. Diese Forderung kann nur für den ersten Kondensator des Schalterfilters erfüllt werden. Für die Kondensatoren im Inneren sind spezielle verlustfreie Umladeschaltungen erforderlich (bei der Aufladung eines Kondensators C auf die Spannung U wird bekanntlich unabhängig vom ohmschen Widerstand des Kreises ein Energiebetrag $(CU^2)/2$ in Wärme umgesetzt). Eine Umladung durch einfache Schalter (Bild 2.13-5) kann damit nicht verwendet werden. Die Entdeckung des Resonanztransfers führte zu einer ersten Lösung [1]. Eine kleine Induktivität L in Serie zum Schalter S wird so

dimensioniert,* daß gerade während der Schließzeit des Schalters eine halbe Schwingung bei der Resonanzfrequenz stattfinden kann (Bild 2.13-6).

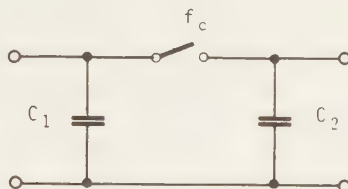


Bild 2.13-5. Verlustbehaftete Umladeschaltung

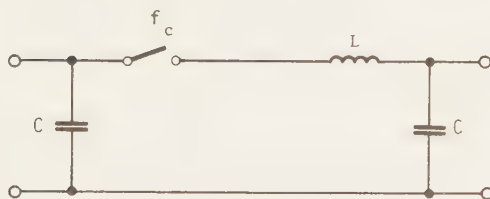


Bild 2.13-6. Resonanztransferprinzip

Für diesen Fall wird die Energie verlustlos vom linken auf den rechten Kondensator übertragen. Sind die Kondensatoren ungleich, entspricht die unvollständige Umladung einem Leitungsstück mit Reflexionen. Die Induktivitäten dieser Resonanztransfer-Schalter können wesentlich kleiner sein, als die erforderlichen Induktivitäten entsprechender konventioneller LC-Filter. Trotzdem ist eine integrierte Form nicht möglich. Aktive Umladeschaltungen, beispielsweise ein aktiver Vierpol nach SCHLICHTE [6], ermöglichen vollintegrierbare SC-Filter. Anders als beim Resonanztransfer erfolgt hier die Umladung mit einem Strom, der nicht nach einer Sinus-, sondern nach einer Exponentialfunktion mit kleiner Zeitkonstante verläuft.

* Mit der Schließzeit T_s gilt anschaulich für den Fall gleicher Kapazitäten: $L = (2T_s^2)/(\pi^2 C)$.

Bild 2.13-7 zeigt ein SC-Filter, das aus zweipolig betriebenen Leitungsnachbildungen besteht. Die aktuelle Technik der Switched-Capacitor-Filter benutzt überwiegend andere Strukturumsetzungen, die an den technologischen Möglichkeiten der MOS-Integrations-technik orientiert sind. Aber auch die beschriebene, ursprüngliche Leitungsfiltersimulation findet gegenwärtig Verwendung. Die von FETTWEIS 1979 vorgeschlagenen MOS-Schalter-Kondensator-Filter mit *Spannungsumkehrschaltern* [7] sind eng mit den Resonanz-Transfer-Filtern verwandt. Auf dieses Verfahren wird im weiteren noch eingegangen.

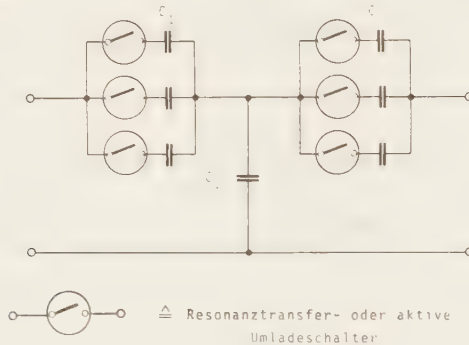


Bild 2.13-7. SC-Filter mit zweipoligen Ladungsnachbildungen und Resonanztransferschaltern

2.13.2 Switched-Capacitor-Filter für MOS-Technologien

Im folgenden werden unter *Switched-Capacitor-Filtern* Netzwerke verstanden, die ausschließlich Schalter, Kondensatoren und Operationsverstärker enthalten. Alle Bauelemente sind damit vorteilhaft in MOS-Standard-Techniken kostengünstig realisierbar. Die verwendeten Analogsignalschalter sind MOS-Feldeffekt-Transistoren. Ein großer Vorteil dieser SC-Filter liegt darin, daß alle Filterparameter nur durch die Verhältnisse von Kapazitätswerten und durch die Taktfrequenz festgelegt sind. Die Verwendung von Flächentransistoren ermöglicht in der MOS-Technologie Kapazitätsverhältnisse hoher Präzision. Die konstante Oxidschicht eines Substrats führt zu einer Genauigkeit $< 0,1\%$, indem bei festem Dielektrikum die Kapazitätswerte durch Flächengrößen reali-

siert werden. Der technologisch mögliche MOS-Kondensator-Wertebereich von $(0,1 \dots 100)$ pF führt zu Kapazitätsverhältnissen im Bereich von 10^{-3} bis 10^{+3} . Im Gegensatz zur CTD-Technik können hier die Vorteile rekursiver Filter ausgenutzt werden. Bild 2.13-8 zeigt den Elektrodenaufbau eines Poly-Si-I/Poly-Si-II-Kondensators zur Verwendung in SC-Filtern. Gleichzeitig sind die typischen Daten angegeben.

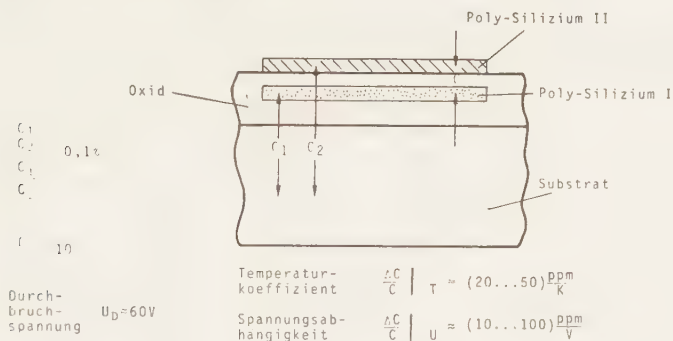


Bild 2.13-8. Elektrodenaufbau eines Poly-Si-I/Poly-Si-II-Kondensators

Die MOS-Schalter-Transistoren besitzen weitgehend gute Eigenschaften. Die galvanische Gate/Kanal-Trennung führt zu unbedeutenden Ansteuerleistungen. In NMOS-Poly-Si-Technologie wird ein Widerstands-Flächenprodukt von ca. $0,9 \Omega \text{mm}^2$ erreicht. Ein Kanalwiderstand von 10Ω besitzt damit einen Flächenbedarf von $0,09 \text{mm}^2$ [8]. Die Operationsverstärker der linearen MOS-Technik bilden die kritischsten Elemente. In NMOS-Technik ergeben sich typische Werte gemäß Tabelle 2.13-1 [9]. Eine erhebliche Reduzierung der Verlustleistung und des Flächenbedarfs wird durch den Einsatz dynamischer CMOS-Operationsverstärker erreicht [10,11].

Verstärkung	$(60 \dots 80)$ dB
Gleichtaktunterdrückung	≥ 60 dB
Transitfrequenz	$(2 \dots 5)$ MHz
Leistungsaufnahme	$(1 \dots 10)$ mW
Flächenbedarf	$(0,1 \dots 0,5)$ mm

Tabelle 2.13-1 :

Typische Eigenschaften von NMOS-Operationsverstärkern

2.13.3 Entwurfsverfahren für Switched-Capacitor-Filter

a) Grundäquivalenzen

Nachdem in MOS-Technik die für RC-aktive Filter notwendigen ohmschen Widerstände nicht hergestellt werden können, benutzen einige SC-Entwicklungsverfahren grundlegende Äquivalenzen zwischen Widerständen und geschalteten Kondensatoren.

Ein Vierpol mit einem ohmschen Widerstand im Längszweig (Bild 2.13-9) kann im zeitlichen Mittel durch eine der folgenden SC-Schaltungen ersetzt werden:

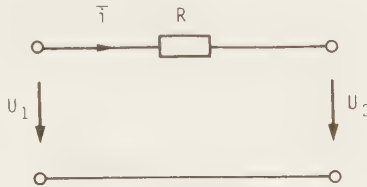


Bild 2.13-9. Vierpol mit einem ohmschen Widerstand im Längszweig, nachzubilden durch SC-Schaltungen

Schaltung 1:

Wird der Schalter S in Bild 2.13-10 von Position 2 nach 1 gelegt, fließt die Ladung

$$Q_{21} = C(U_1 - U_2) \quad (2.13-4)$$

auf den Kondensator. Wenn U_1 und U_2 als eingeprägte Spannungen mit einer spektralen Bandbegrenzung auf

$$2\omega_g \ll \omega_c = 2\pi f_c \quad * \quad (2.13-5)$$

betrachtet werden können, fließt näherungsweise im zeitlichen Mittel ein Strom

$$i \approx \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{T_c} = C \cdot f_c \cdot (U_1 - U_2) \quad (2.13-6)$$

Die SC-Anordnung repräsentiert damit im zeitlichen Mittel einen ohmschen Widerstand der Größe

$$R = \frac{U_1 - U_2}{i} = \frac{1}{C \cdot f_c} \quad (2.13-7)$$

* Nach dem Abtasttheorem gilt: $2\omega_g \leq \omega_c$.

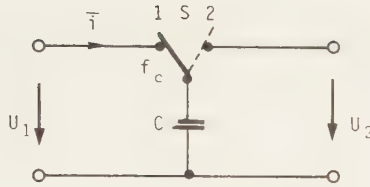


Bild 2.13-10. SC-Simulation eines ohmschen Widerstands (Schaltung 1)

Bild 2.13-11 enthält die praktische Realisierung durch Feldeffekttransistor-Schalter.

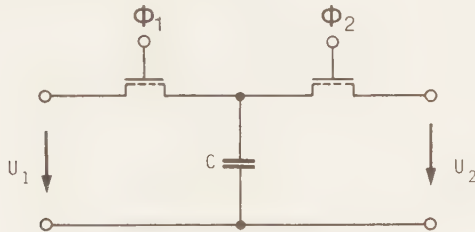


Bild 2.13-11. Praktische Realisierung einer Simulationsschaltung durch Feldeffekttransistorschalter

Schaltung 2:

Eine Widerstandssimulation gemäß Bild 2.13-12 führt ebenfalls auf die Äquivalenz

$$R = \frac{1}{C \cdot f_c} \quad (2.13-7)$$

Auch hier fließt bei einem Wechsel der Schalterposition von 2 nach 1 anschaulich die Ladung $Q_{21} = C(U_1 - U_2)$ auf den Kondensator.

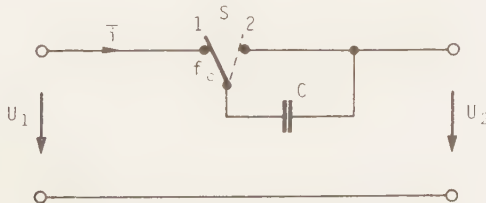


Bild 2.13-12. Ein weiteres SC-Simulationsnetzwerk (Schaltung 2)

Schaltung 3:

Eine weitere SC-Grundschialtung ist in Bild 2.13-13 angegeben [12].

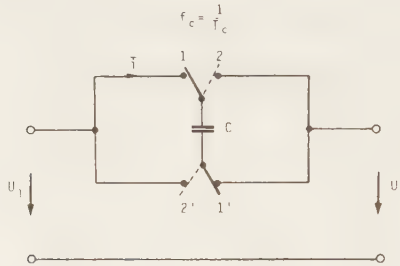


Bild 2.13-13. SC-Simulation durch zwei Umschalter (Schaltung 3)

Beim Wechsel der Schalterposition aus 1 - 1' in 2 - 2' erfolgt eine Ladungsänderung

$$\Delta Q = C(U_1 - U_2 - \{U_2 - U_1\}) = 2C(U_1 - U_2) \quad (2.13-8)$$

Ist T die Zeit pro Schalterstellung, resultiert ein mittlerer Strom *

$$\bar{i} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{2C(U_1 - U_2)}{T} \quad (2.13-9)$$

Nachdem dieser Strom pro Abtastintervall zweimal durch den Kondensator C fließt, gilt mit $T_c = 2T = 1/f_c$:

$$R = \frac{1}{4f_c C} \quad (2.13-10)$$

* Man beachte die Lage des Strompfeils für $\bar{i}$ in Bild 2.13-13.

Diese Variante ermöglicht kleinere Kapazitätswerte, allerdings wird die doppelte Schalteranzahl erforderlich.

Im Hinblick auf die Umsetzung aktiver RC-Filter werden häufig SC-Integratoren benötigt.

SC-Umkehrintegrator:

Die bekannte, kontinuierliche Integratorschaltung (Bild 2.13-14) erhält nach der Widerstandssimulation die Form in Bild 2.13-15.

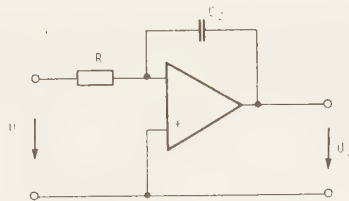


Bild 2.13-14. Kontinuierliche Integratorschaltung

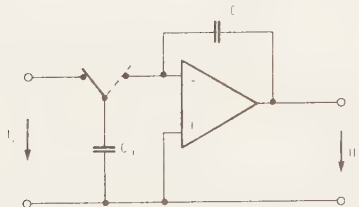


Bild 2.13-15. SC-Integrator

Aus der Differenzengleichung

$$u_a(k) = u_a(k-1) - \frac{C_1}{C_2} u_e(k-1) \quad * \quad (2.13-11)$$

* Eine ausführliche Herleitung dieser Differenzengleichung findet sich im Anhang A1.

folgt die Übertragungsfunktion $H(z)$ des SC-Integrators zu

$$H(z) = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{1-z} \quad (2.13-12)$$

Die Zeitkonstante des kontinuierlichen Integrators $\tau_K = RC_2$ geht hierbei über in

$$T_{SC} = \frac{1}{f_c} \cdot \frac{C_2}{C_1} \quad (2.13-13)$$

Die Synthese von SC-Kettenleiter-Schaltungen erfordert Differenz-Integratoren. Bild 2.13-16 zeigt eine gebräuchliche SC-Realisierung [13,14].

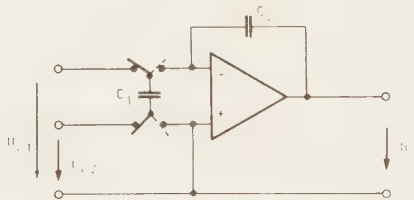


Bild 2.13-16. Differenz-SC-Integrator

Dieser Differenz-SC-Integrator arbeitet mit zwei nichtüberlappenden Schaltertakten. Während der Abtastphase liegen beide Schalter an den Eingangsklemmen. Der Kondensator erhält die Ladung $Q = C_1(U_1 - U_2)$. In der Integrationsphase befinden sich die Schalter rechts. Die Ladung auf C_1 wird an C_2 übertragen. Abschließend wird mit Bild 2.13-17 noch ein *SC-Sumimations-Integrator* mit einstellbaren Koeffizienten vorgestellt [15]. Eine Summe von Signalen U_{e1} , U_{e2} , ... U_{en} kann gewichtet durch die Kondensatoren C_1 , C_2 , ... C_n integriert werden. Ein negatives Vorzeichen wird durch eine Struktur mit zwei Umschaltern realisiert. Anschaulich gilt für die Z-Transformierte des Ausgangssignals mit den Gln. (2.13-12/13):

$$U_a(z) = \left[\frac{C_1}{C} U_{e1}(z) + \frac{C_2}{C} U_{e2}(z) \pm \dots - \frac{C_n}{C} U_{en}(z) \right] \cdot \frac{1}{1-z} \quad (2.13-14)$$

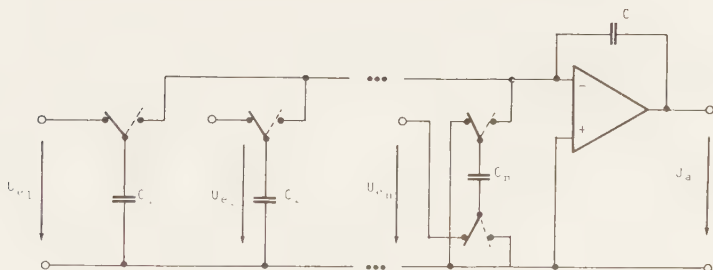


Bild 2.13-17. SC-Summationsintegrator

b) Übersicht zur SC-Synthese

Häufig wird die Synthese von SC-Filtern in drei Grundverfahren unterteilt. In dieser groben Klassifizierung können SC-Schaltungen durch Umsetzen von

- Aktiven RC-Filtern,
- LC-Filtern und
- Digitalen Filtern

gewonnen werden. Die Darstellung in Bild 2.13-18 enthält auch das noch ungelöste Problem einer unmittelbaren Synthese. Mit Bild 2.13-19 wird hier ein wesentlich verfeinertes Schema vorgestellt. * Die fünf unterschiedlichen Entwurfsmethoden werden im folgenden beschrieben.

* Der Begriff "*exakte Synthese*" bezieht sich auf die Forderungen an die Abtastfrequenz. Syntheseverfahren, deren Signalfrequenzen f nur dem Abtasttheorem unterliegen, werden als "*exakt*" bezeichnet. Selbstverständlich besitzen alle aus kontinuierlichen Schaltungen umgesetzte SC-Strukturen nur näherungsweise gleiches Frequenzverhalten (vgl. Abschn. 3).

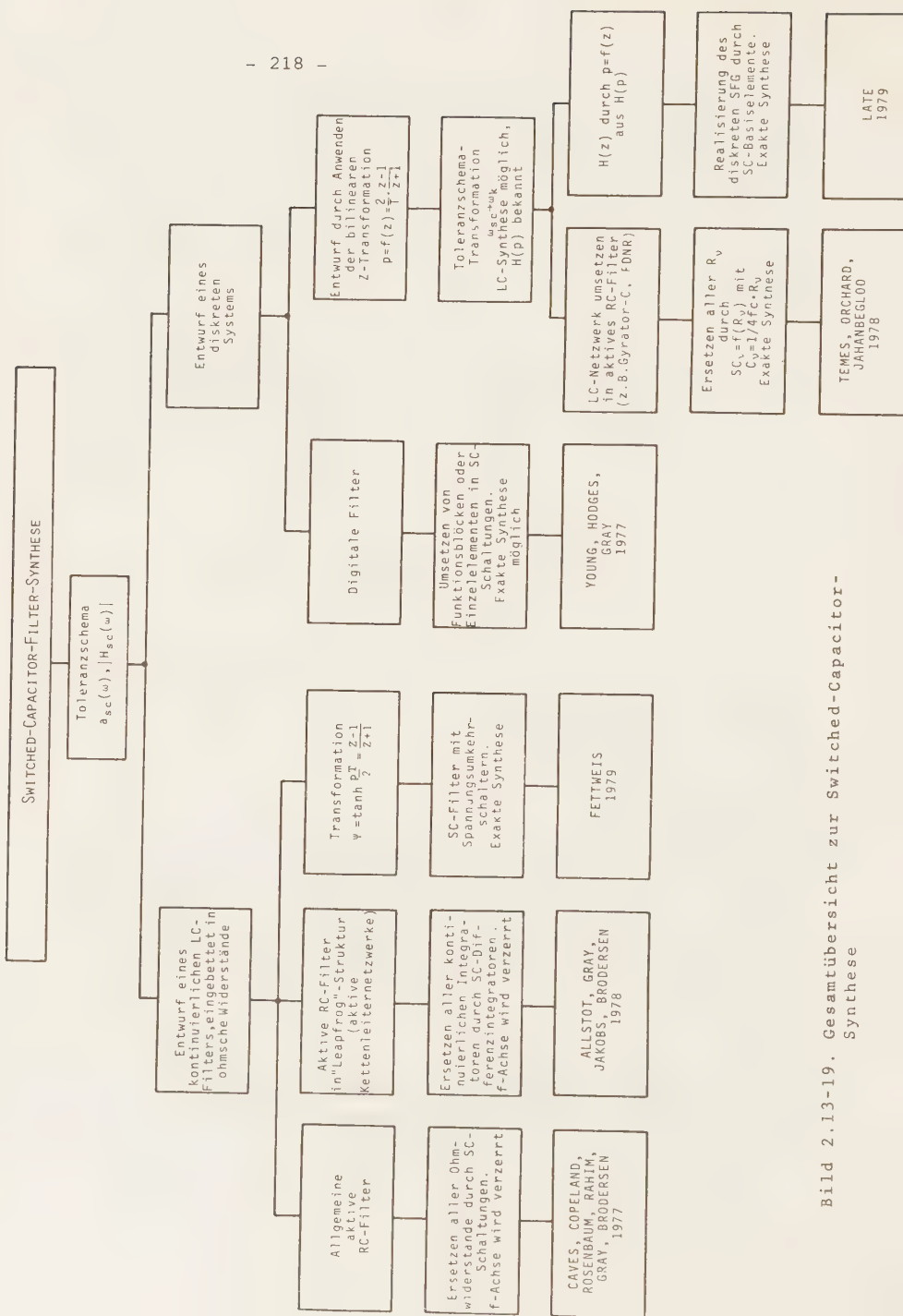


Bild 2.13-19. Gesamtübersicht zur Switched-Capacitor-Synthese

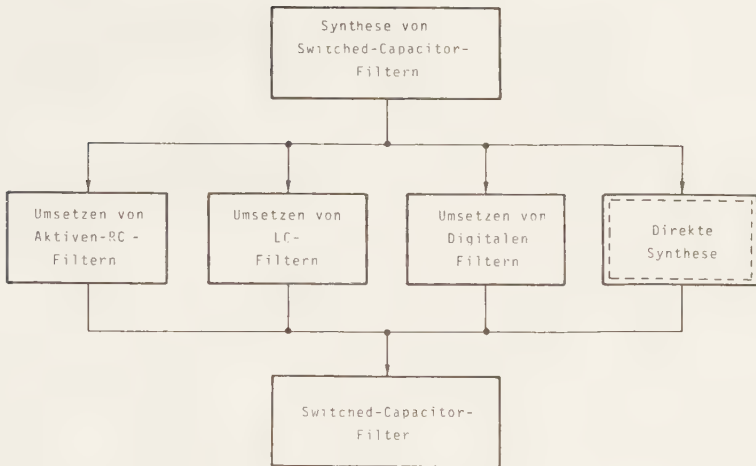


Bild 2.13-18. Vereinfachte Übersicht zur SC-Synthese

c) SC-Synthese durch Widerstandssimulation in allgemeinen aktiven RC-Filtern

In den Arbeiten [17,18,19] wurde 1977 die Umsetzung aktiver RC-Filter durch die Widerstandsäquivalenzen aus Abschn. 2.13.3a betrachtet. Ausgangspunkt bilden aktive RC-Filter, die nach einem Umsetzungsverfahren aus LC-Strukturen gewonnen wurden (vgl. Abschn. 2.8). Von besonderer Bedeutung sind hierbei selbstverständlich unempfindliche Realisierungen mit geringer Operationsverstärkeranzahl. Repräsentativ wird hier die SC-Simulation von aktiven RC-Filtern nach der Zustandsvariablen-Methode betrachtet.

Einem aktiven Filter in *Zustandsvariablen-Technik* (Bild 2.13-20) ist nach dem Ersetzen der Ohmwiderstände die SC-Schaltung in Bild 2.13-21 äquivalent. Dieses Filter 2. Ordnung kann im Z-Bereich durch Bild 2.13-22 beschrieben werden.

Das komplexe Polpaar der Schaltung aus Bild 2.13-21 kann näherungsweise durch eine SC-Struktur mit einem Operationsverstärker verwirklicht werden [15,18].

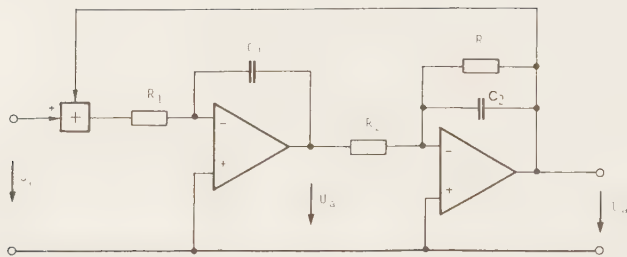


Bild 2.13- 20. Aktives Filter in Zustandsvariablentechnik

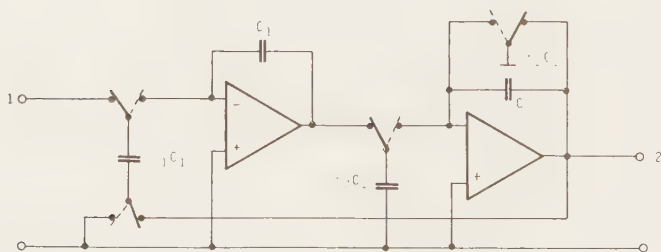


Bild 2.13-21. Äquivalente SC-Schaltung zu Bild 2.13-20

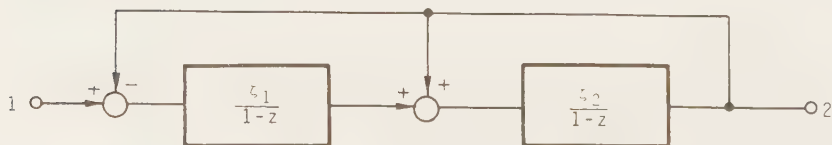


Bild 2.13-22. Beschreibung des Filters aus Bild 2.13-21 im z-Bereich

Die resultierende Schaltung (Bild 2.13-23) wurde am LATE * detailliert untersucht. Im Z-Bereich kann das Blockschaltbild in Bild 2.13-24 durch die Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{a_1 a_2 k}{z^2 - z(k+1) + k(1+a_1 a_2)} \quad , \quad (2.13-15)$$

mit der Abkürzung

$$k = \frac{1}{(1+a_1)(1+a_2 b)} \quad (2.13-16)$$

beschrieben werden.

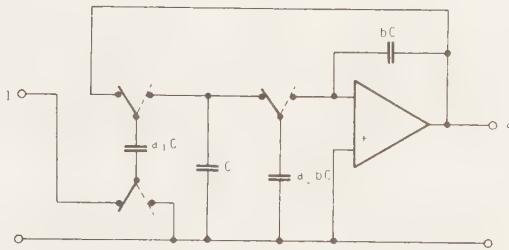


Bild 2.13-23. SC-Struktur mit einem komplexen Polpaar und einem Operationsverstärker

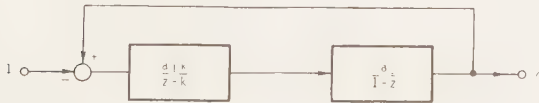


Bild 2.13-24. Beschreibung des Filters aus Bild 2.13-23 im z-Bereich

* LATE: Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg.

In [15] wird diese Übertragungsfunktion aus Differenzengleichungen entwickelt.

Für $z = \exp(j\Omega)$ mit $\Omega = \omega T_c$ gilt für die Übertragungsfunktion auf dem Einheitskreis

$$H(j\Omega) = \frac{ka_1a_2}{\cos 2\Omega + j\sin 2\Omega - (1+k)(\cos \Omega + j\sin \Omega) + k(1+a_1a_2)} \quad (2.13-17)$$

Schließlich ergeben sich Betrag und Phase zu:

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{ka_1a_2}{[\cos 2\Omega - (1+k)\cos \Omega + k(1+a_1a_2)]^2 + [\sin 2\Omega - (1+k)\sin \Omega]^2} \quad (2.13-18)$$

$$\Theta(\Omega) = \arctan \frac{\sin 2\Omega - (1+k)\sin \Omega}{\cos 2\Omega - (1+k)\cos \Omega + k(1+a_1a_2)} \quad (2.13-19)$$

Durch die Filtergrenzfrequenz f_g und Güte Q werden die Parameter a_1 und b bestimmt. Für die Wahl von a_2 besteht ein zusätzlicher Freiheitsgrad, der zur Empfindlichkeitsoptimierung benutzt werden kann. Nach [15,18] gilt:

$$k = 2 \cdot \exp \left[-\frac{\pi f_g}{Q \cdot f_c} \right] \cdot \cos \left[\frac{\pi f_o}{f_c} \sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} \right] \quad (2.13-20)$$

$$a_1 = \frac{1}{a_2} \left(\frac{1}{k} \exp \left[-\frac{2 f_g}{Q \cdot f_c} \right] - 1 \right) \quad (2.13-21)$$

$$b = \frac{1}{a_2} \left(\frac{1}{k(1+a_1)} - 1 \right) \quad (2.13-22)$$

Günstige Empfindlichkeit ergibt sich für $a_2 \approx 2$ [18].

Für Gütewerte 1, 10, 100 und $f_c = 10 f_g$ zeigen die Bilder 2.13-25 und 2.13-26 den theoretischen Verlauf von Betrag und Phase.

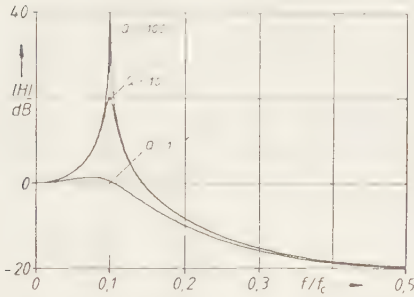


Bild 2.13-25.
Amplitudengang des
Filters aus Bild
2.13-23

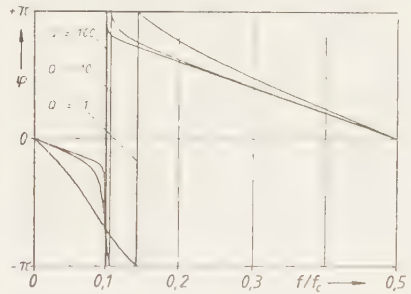


Bild 2.13-26.
Phasengang des
Filters aus Bild
Bild 2.13-23

Für $2f > f_c$ äußert sich die Periodizität von Betrag und Phase dieses diskreten Systems (Bild 2.13-27/28).

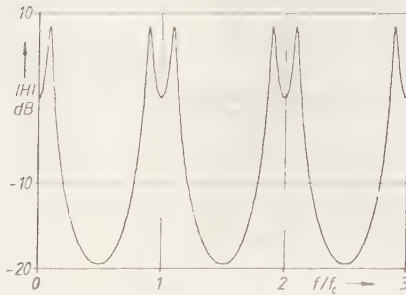


Bild 2.13-27.
Periodizität des Amplituden-
gangs für $f > f_c/2$ (Filter
aus Bild 2.13-23)

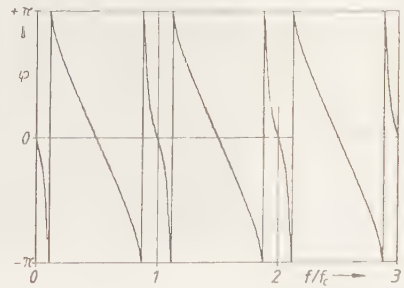


Bild 2.13-28.
Periodizität des Phasen-
gangs für $f > f_c/2$ (Filter
aus Bild 2.13-23)

Abschließend enthält Bild 2.13-29 die Ergebnisse eines praktischen Filters 2. Grades, das am LATE realisiert wurde [15]. Die Zeitverläufe $u_c(t)$, $u_e(t)$ und $u_a(t)$ enthält Bild 2.13-30. Die beim Übergang vom kontinuierlichen zum diskreten System auftretende Verzerrung der Frequenzachse kann bei dieser Umsetzungsmethode nicht korrigiert werden (erforderlich ist $f_c \gg f$).

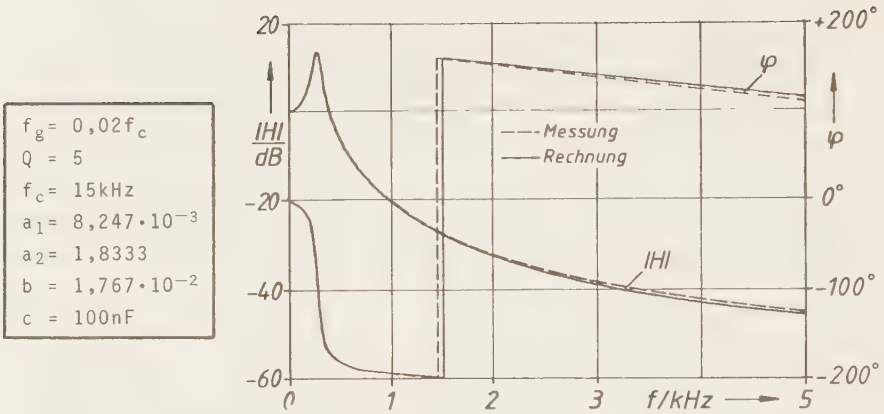


Bild 2.13-29. Praktische Meßergebnisse an einer SC-Schaltung nach Bild 2.13-23. Die Filterdaten sind gleichfalls angegeben.

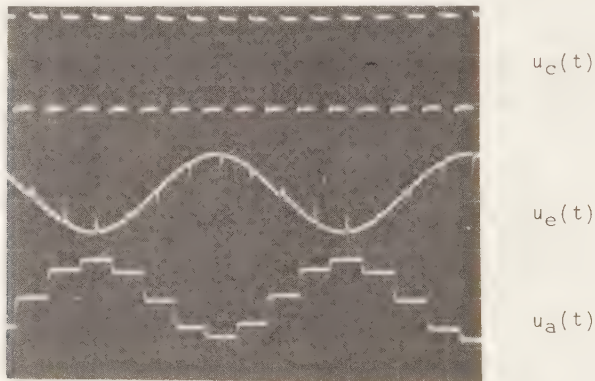


Bild 2.13-30. Zeitverläufe $u_c(t)$, $u_e(t)$ und $u_a(t)$ zum Filter aus Bild 2.13-23

d) Switched-Capacitor-Filter zur Simulation aktiver Kettenleiter-Netzwerke (*Leapfrogstrukturen*)

Eine Verbesserung von Dynamik und Empfindlichkeit (vgl. Abschn. 3) ermöglichen SC-Filter, die durch Umsetzen von *Leapfrog-Strukturen* gewonnen werden [13,14]. Allerdings bildet auch

diese Methode keine strenge Synthese. Die Verzerrung der Frequenzachse kann nicht korrigiert werden. * Das Verfahren beginnt mit einem in ohmsche Widerstände eingebetteten LC-Filter. Nach der Beschreibung durch den kontinuierlichen Signalflußgraphen sind alle Knotengleichungen mit einem Normierungswiderstand zu multiplizieren. Damit werden Differenzintegratoren verwendbar. Ihre SC-Realisierung wurde im Abschn. 2.13.3a angegeben (Bild 2.13-16). Die Bilder 2.13-31a bis 2.13-31d verdeutlichen den Umsetzprozeß an einem LC-Filter 5. Ordnung. Filter mit endlichen Übertragungsnullstellen können in analoger Weise umgesetzt werden [14].

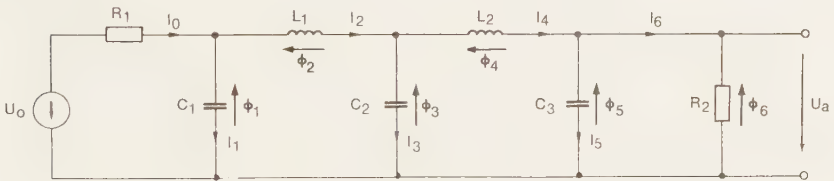


Bild 2.13-31a. LC-Referenzfilter 5.Ordnung

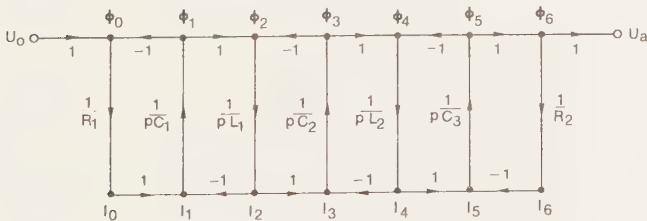


Bild 2.13-31b. Kontinuierlicher Signalflußgraf zum Filter in Bild 2.13-31a

* Diese Synthesemethode ist mit der Frequenztransformation $p = \sigma + j\omega \rightarrow \sinh\left(\frac{pT_c}{2}\right)$ verbunden. Im Hinblick auf einen kleinen Fehler muß $f \ll f_c$ gelten (f : Signalfrequenz, f_c : Abtastfrequenz; typisch: $f/f_c = 1/100$).

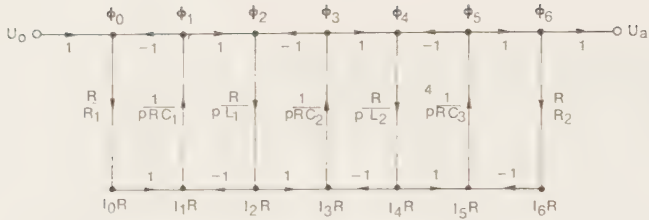


Bild 2.13-31c. Leapfrog-Struktur des kontinuierlichen Signalflußgraphen in Bild 2.13-31b

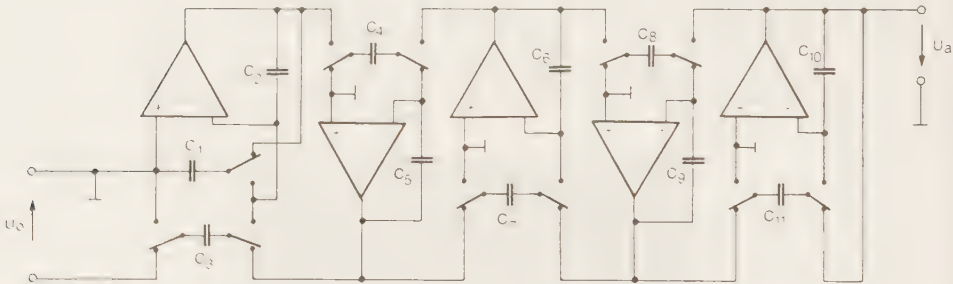


Bild 2.13-31d. SC-Filter in Leapfrog-Struktur mit Differenz-Integratoren

e) SC-Filter mit Spannungsumkehrschaltern

MOS-SC-Filter mit Spannungsumkehrschaltern sind eng mit den Resonanztransferstrukturen verwandt. LC-Prototypfilter können durch das Anwenden der bilinearen Transformation

$$p \rightarrow \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{pT}{2}\right) \quad (2.13-23a)$$

in SC-Schaltungen übersetzt werden [7]. Zur Unterscheidung der Transformationsebene und der p-Ebene wird eine neue Variable ψ eingeführt. Gl. (2.13-23a) lautet dann

$$\psi = \eta + j\zeta = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.13-23b)$$

Die bekannten kontinuierlichen Netzwerkelemente R, L und C können nun mittels Gl. (2.13-23) in zeitdiskrete SC-Netzwerke übertragen werden. Im Gegensatz zu den bisher betrachteten Syntheseverfahren erfordert diese Methode bezüglich der Signalfrequenz keine Einschränkung, außer der des Abtasttheorems. Im folgenden werden die Grundgleichungen der Netzwerkelemente R, L und C aus dem Verhalten einer mit Impulsströmen gespeisten Kapazität hergeleitet. Bild 2.13-32 zeigt einen willkürlich gewählten Stromverlauf und die dazugehörige Spannungs-kurve. T_c bezeichnet die Taktfrequenz, u_b die Spannung *vor* (*before*) und u_a die Spannung *nach* (*after*) einem Ladungsfluß.

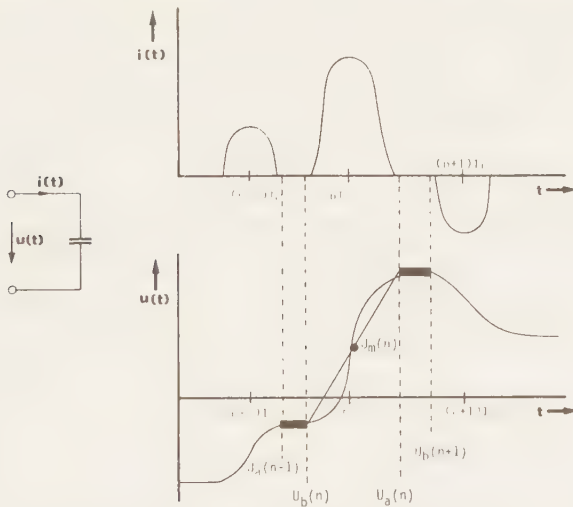


Bild 2.13-32. Umladung eines Kondensators C durch Impulsströme

Durch nichtüberlappende Takte sei die Gültigkeit der Gln.

$$u_a(n) = u_b(n+1) \quad , \quad (2.13-24)$$

$$q(n) = C[u_a(n) - u_b(n)] \quad (2.13-25)$$

sichergestellt. Mit den Werten $u_a(n)$ und $u_b(n)$ wird der Spannungsmittelwert $u_m(n)$ gebildet:

$$u_m(n) = \frac{u_a(n) + u_b(n)}{2} \quad (2.13-26)$$

Die Gln. (2.13-24,25,26) können nun der Z-Transformation unterworfen werden. Es resultiert:

$$U_a(z) = U_b(z) \cdot z \quad , \quad (2.13-27)$$

$$Q(z) = C[U_a(z) - U_b(z)] \quad , \quad (2.13-28)$$

$$U_m(z) = \frac{U_a(z) + U_b(z)}{2} \quad . \quad (2.13-29)$$

Aus Gl. (2.13-29) folgt mit Gl. (2.13-27)

$$U_m(z) = \frac{1}{2} U_b(z)[z+1] \quad , \quad (2.13-30)$$

aus Gl. (2.13-28) folgt mit Gl. (2.13-27)

$$Q(z) = C \cdot U_b(z)[z+1] \quad , \quad (2.13-31)$$

schließlich kann $U_m(z)$ mit dem Strommittelwert $I_m(z)$ unter Beachtung von

$$Q(z) = I_m(z) \cdot T_c \quad (2.13-32)$$

verknüpft werden:

$$U_m(z) = \frac{T}{2C} \cdot \frac{z+1}{z-1} \cdot I_m(z) \quad . \quad (2.13-33)$$

Mit Gl. (2.13-23b) resultiert

$$U_m = \frac{T}{2C} \cdot \frac{1}{\psi} \cdot I_m \quad . \quad (2.13-34)$$

Diese Relation beschreibt die Strom-Spannungsbeziehung einer Kapazität im ψ -Bereich.

Die Elemente L und R können nun durch eine unterschiedliche Wahl der Anfangsbedingungen an den Klemmen der Kapazität (Bild 2.13-32) realisiert werden. Ein Vertauschen der Klemmen vor dem Eintreffen eines Stromimpulses, also

$$u_a(n) = -u_b(n+1) \quad (2.13-35)$$

und

$$U_a(z) = -U_b(z) \cdot z \quad (2.13-36)$$

führt zu

$$U_m(z) = \frac{T}{2C} \cdot \frac{z-1}{z+1} \cdot I_m(z) \quad (2.13-37)$$

oder

$$U_m(z) = \frac{T}{2C} \cdot \psi \cdot I_m \quad (2.13-38)$$

Gl. (2.13-38) beschreibt damit eine Induktivität im ψ -Bereich. Ein kurzzeitiger Kurzschluß an der Kapazität C führt durch

$$u_b(n) = 0 \quad (2.13-39)$$

zu einem ohmschen Widerstand im ψ -Bereich. In Tabelle 2.13-2 sind diese Ergebnisse und einige Erweiterungen zusammengefaßt. In einer RLC-Filterstruktur können hiermit die kontinuierlichen Bauelemente durch die SC-Netzwerke nach Tabelle 2.13-2 ersetzt werden. Gemäß Abschn. 2.13.1 erfordert die verlustlose Umladung von Kondensatoren eine Spannungsinversion. Diese Aufgabe erfüllen die sog. "Spannungsumkehrschalter" (Voltage Inverter Switch, VIS). Dieses Bauelement invertiert die Spannung an einem Zweipol mit Hilfe von zwei aufeinanderfolgenden Takten ($U_a = -U_b$). Bild 2.13-33 enthält das Schaltsymbol und das zugehörige Taktschema. Für die Realisierung einer VIS-SC-Filterschaltung resultiert die folgende Forderung:

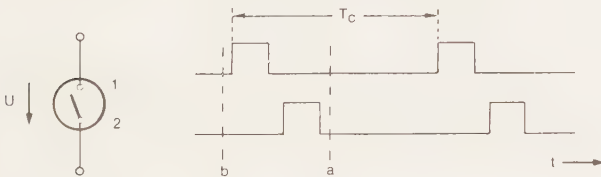


Bild 2.13-33. Spannungsumkehrschalter mit den zugehörigen Takten (b: before; a: after)

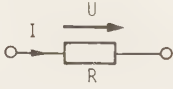
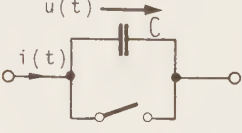
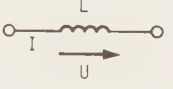
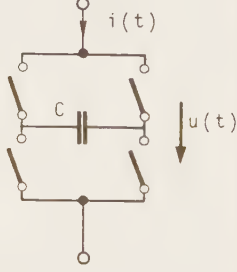
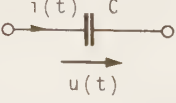
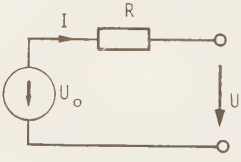
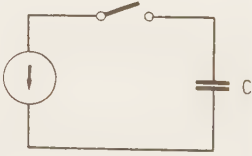
NETZWERKELEMENT IM Ψ -BEREICH	RELATION IM Ψ -BEREICH	REALISIERUNG
Widerstand 	$R = \frac{1}{2f_c C}$	
Induktivität 	$U = \Psi \cdot L \cdot I$ $L = \frac{1}{2f_c C}$	
Kapazität 	$U = \frac{1}{\Psi \cdot \tilde{C}} \cdot I$ $\tilde{C} = 2f_c C$	
Spannungsquelle 	$U = U_o - I \cdot R$ $R = \frac{1}{2f_c C}$	
Spannungsumkehrschalter 	$U_a = -U_b$ (vgl. Text)	vgl. [7,21]

Tabelle 2.13-2. Relationen der Basiselemente im Ψ -Bereich

Jede Schleife, die eine Induktivität, eine Kapazität, einen Widerstand oder eine Quelle enthält, darf nur über einen Spannungsumkehrschalter geschlossen werden. Im ψ -Bereich repräsentiert ein VIS einen Kurzschluß. Er tritt dort selbst nicht in Erscheinung.

Zwei Beispiele:

(i) RL-Tiefpaß, Grad 1

Zum RL-Tiefpaß in Bild 2.13-34 korrespondiert im ψ -Bereich die Übertragungsfunktion

$$H(\psi) = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \psi \cdot L} \quad (2.13-24)$$

Mit den Relationen gemäß Tabelle 2.13-2 folgt:

$$H(\psi) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \psi \frac{C_2}{C_L}} \quad * \quad (2.13-25)$$

(C_1 realisiert R_1 , $C_2 \rightarrow R_2$, $C_L \rightarrow L$)

Für $p = j\omega$ folgt aus Gl. (2.13-23)

$$\psi = j\zeta; \quad \zeta = \tan \frac{\omega_{SC} T_c}{2} = \tan \pi \frac{f_{sc}}{f_c} \quad ** \quad (2.13-26)$$

Speziell erhält man für die Grenzfrequenz ω_{gSC} im ψ -Bereich den Wert ζ_g . Die Umsetzung der Elemente R_1 , R_2 und L führt zur SC-VIS-Schaltung in Bild 2.13-35. Das zugehörige Taktschema zeigt Bild 2.13-36.

* Man erkennt die Abhängigkeit von Kapazitätsverhältnissen.

** $\omega_{SC} = 2\pi f_{SC}$ ist die Kreisfrequenz des Switched-Capacitor-Systems, weiterhin beachte man die Relation $\tanh(jx) = j \tan x$.

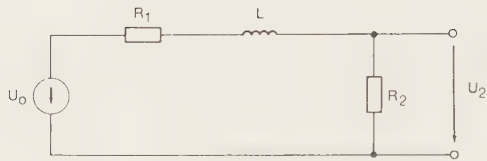


Bild 2.13-34. RL-Referenz-Tiefpaß

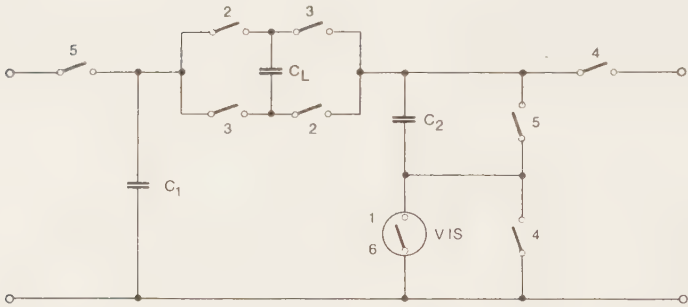


Bild 2.13-35. SC-Schaltung mit Spannungsumkehrschaltern zum Filter aus Bild 2.13-34

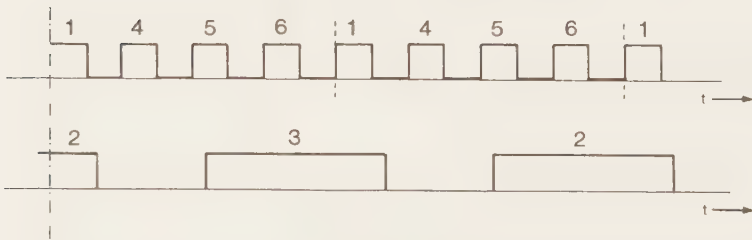


Bild 2.13-36. Taktschema zum Filter aus Bild 2.13-35

Jede VIS-SC-Filterschaltung, deren Prototyp ausschließlich Kapazitäten und Induktivitäten enthält, kann mit sechs Grundtakteten betrieben werden. Die Taktanzahl erhöht sich bei der Reduzierung der Operationsverstärkeranzahl.

(ii) LC-Tiefpaß, Grad 5 [7]:

Das LC-Filter in Bild 2.13-37 besitzt die äquivalente SC-VIS-Schaltung nach Bild 2.13-38. Die Realisierung erfordert sechs unterschiedliche Grundtakte.

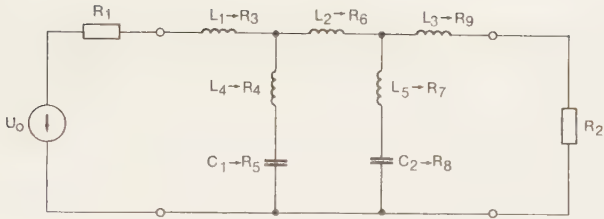


Bild 2.13-37. Referenz-Tiefpaß vom Grad 5 im ψ -Bereich

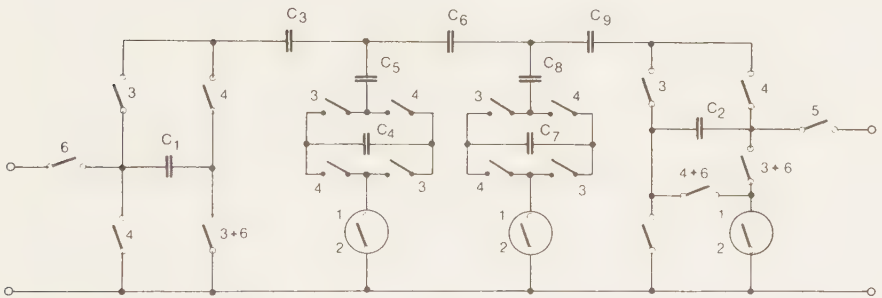


Bild 2.13-38. SC-Schaltung mit Spannungsumkehrschaltern
(äquivalent zum Filter in Bild 2.13-37)

Weitere Beispiele finden sich in [7,22].

Die Ergebnisse der Beispiele können zusammengefaßt werden:

Allgemeine Entwurfsrichtlinien

- a) Zu einem gegebenen Toleranzschema erfolgt die Wahl der Abtastfrequenz f_c .
- β) Die charakteristischen Frequenzwerte des Toleranzschemas werden gemäß

$$\zeta = \tan\left(\pi \frac{f_{sc}}{f_c}\right) \quad (2.13-26)$$

in den ψ -Bereich transformiert.

- γ) Für die Werte ε_i erfolgt die Dimensionierung einer LC-Struktur im ψ -Bereich (Filterkatalog, numerische Approximation).
- δ) Die resultierenden Netzwerkelemente werden durch SC-Schaltungen gemäß Tabelle 2.13-2 realisiert (C_{R_i} , C_{L_v} , C_{C_μ}). Es gilt also für die Kapazitäten C_{R_i} , die ohmsche Widerstände R_i simulieren

$$C_{R_i} = \frac{1}{2 \cdot f_c \cdot R_i} \quad , \quad (2.13-27)$$

für die Kapazitäten C_{L_v} , die Induktivitäten L_v simulieren

$$C_{L_v} = \frac{1}{2 \cdot f_c \cdot L_v} \quad (2.13-28)$$

und für die Kapazitäten C_{C_μ} , die Kondensatoren C_μ beschreiben

$$C_{C_\mu} = \frac{C_\mu}{2 \cdot f_c} \quad . \quad (2.13-29)$$

- f) SC-Filter durch Umsetzen von digitalen Filtern

In einer Reihe von Arbeiten [16,23,24,25] werden digitale Filter in SC-Anordnungen umgesetzt. Auch frühere Untersuchungen sind bekannt [29,30]. Hierbei können Funktionsblöcke (z.B. Verzögerer mit Koeffizientenmultiplizierern und Addition) umgesetzt werden. Der systematische Entwurf mit Hilfe des diskreten Signalflußgraphen (durchgeführt am LATE) erweist sich hier als sinnvolle Ergänzung. Von großer Bedeutung sind hier unempfindliche Strukturen für digitale Filter [25]. Bedingt durch die Verwandtschaft mit der diskreten SFG-Übertragung (Signalflußgraph) wird hier für Beispiele auf [16,23] verwiesen.

- g) Eine weitere Bilineartransformation zum Entwurf von SC-Filtern

In den Syntheseverfahren der Abschnitte h) und i) wird eine

weitere bilineare Transformation benutzt. Im folgenden werden die gemeinsamen Entwicklungsgesichtspunkte kurz skizziert. Die Transformation

$$p = f_B(z) = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad * \quad (2.13-30)$$

bildet die imaginäre Achse der p -Ebene umkehrbar eindeutig auf den Einheitskreis der z -Ebene ab [26,29]. Charakteristische Punkte sind: $p = 0 \rightarrow z = 1$; $p = j \rightarrow z = j$ und $p = \infty \rightarrow z = -1$. Beim Durchlaufen der ω -Achse von $-\infty$ nach $+\infty$ wird der Einheitskreis der z -Ebene im Gegenuhrzeigersinn überstrichen.

Bezeichnet man mit ω_{SC} die Frequenzachse des diskreten SC-Filters und mit ω_K die Frequenzachse eines kontinuierlichen LC-Prototyps, gilt für $z = \exp(j\omega_{SC}T_C)$ die Gl. (2.13-30).

Damit folgt:

$$\omega_K = \frac{2}{T_C} \tan \frac{\omega_{SC} T_C}{2} \quad (2.13-31)$$

oder

$$f_K = \frac{f_c}{\pi} \tan \pi \frac{f_{SC}}{f_c} \quad (2.13-32)$$

Mit dieser Frequenzkorrektur ist ein exakter Entwurf im besprochenen Sinn möglich.

h) SC-Synthese durch die Bilineartransformation $f_B(z)$ und Umsetzen von aktiven RC-Filtern

In [12] wird die beschriebene bilineare Transformation $f_B(z)$ für den Entwurf einer Switched-Capacitor-Schaltung folgendermaßen benutzt:

* Die Bilineartransformation Gl. (2.13-30) wird gelegentlich (z.B. [12,35]) auch als "bilineare Z-Transformation" bezeichnet. Hier wird von der Bilineartransformation $f_B(z)$ gesprochen, nachdem nur die Frequenzebene wechselt.

- Eine Filterforderung wird mit Gl. (2.13-31/32) in die Frequenzpunkte eines kontinuierlichen Systems übertragen.
- Ein gefundenes LC-Filter wird in ein aktives RC-Filter umgesetzt.
- Im aktiven RC-Filter werden alle Ohmwidestände durch SC-Schaltungen nach Bild 2.13-13 ersetzt. Hierbei gilt die Relation $C_v = 1/(4f_c R_v)$.

Das Verfahren wird an Hand der Bilder 2.13-39a bis 2.13-39c verdeutlicht.

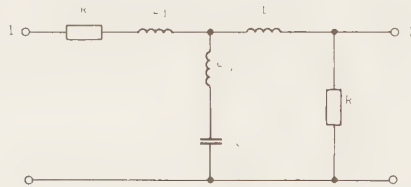


Bild 2.13-39a. LC-Referenzfilter zur Umsetzung in ein aktives Filter

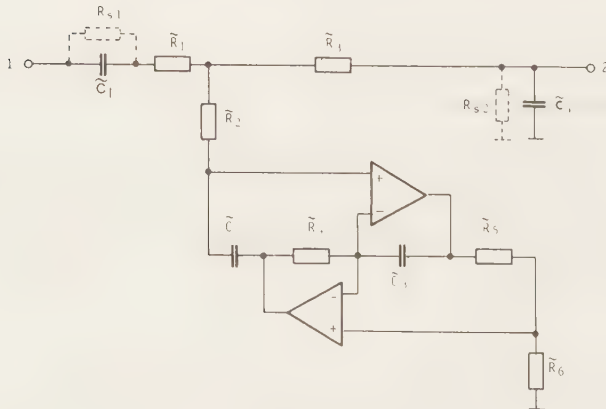


Bild 2.13-39b. Aktives Filter in FDNR-Technik (Äquivalent zum LC-Filter in Bild 2.13-39a)

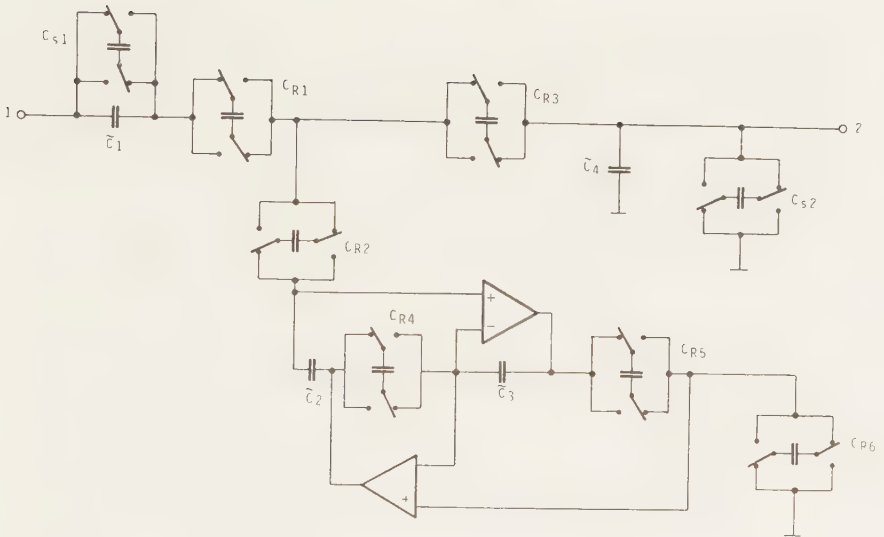


Bild 2.13-39c. SC-Filter durch Ersetzen aller Ohmwide-
stände im Filter in Bild 2.13-39b

i) SC-Synthese durch die Bilineartransformation $f_B(z)$ und
Realisierung des diskreten Signalflußgrafen durch SC-
Basiselemente

Bekanntlich kann eine Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{b_0 z^q + b_1 z^{q-1} + b_2 z^{q-2} + \dots + b_q}{z^q + a_1 z^{q-1} + a_2 z^{q-2} + \dots + a_q} \quad (2.13-33)$$

durch verschiedene Signalflußgrafen beschrieben werden [26].
Ziel der Arbeit [15] war, die Elemente des diskreten SFG (Ver-
zögerungsglieder, Koeffizientenmultiplizierer, Addierer) als
möglichst umfangreiche Klasse in SC-Realisierungen anzugeben.
Die Funktion $H(z)$ wird hierbei gemäß Bild 2.13-19 über einen
kontinuierlichen Entwurf durch die Bilineartransformation $f_B(z)$
geliefert. Sind SC-Basiselemente in günstigen DSFG-Formen *

* DSFG: Diskreter Signal-Fluß-Graf.

verfügbar, können alle Ergebnisse der Technik digitaler Filter vorteilhaft angewendet werden. In gleichem Maße kann die digitale Filterentwurfstheorie verwendet werden. Wird eine Filterforderung direkt in ein diskretes System übersetzt [26], gestaltet sich der SC-Filterentwurf besonders übersichtlich. Im allgemeinen muß eine gefundene DSFG-Form vor einer SC-Realisierung verschiedentlich modifiziert werden. Beispielsweise kann bei SC-Schaltungen ein Summenpunkt, von dem Rückkopplungen ausgehen, nicht realisiert werden. In einfacher Weise kann dieser Summenpunkt jedoch verlegt werden. Bild 2.13-40 verdeutlicht diese Maßnahme an einem Block 2. Grades. Weitere DSFG-Modifizierungen sind auch in [15] enthalten. Im weiteren werden die SC-Elemente zur DSFG-Realisierung vorgestellt.

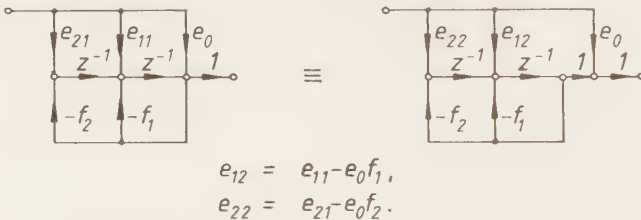


Bild 2.13-40. Verlegung des Summenpunktes in einem Signalfußgraphen

SC-Verzögerungsglied:

Die Schaltung in Bild 2.13-41 verwirklicht ein invertierendes SC-Verzögerungsglied. Es gilt:

$$u_a(k) = -u_e(k-1) \quad (2.13-34)$$

und damit

$$H(z) = -z^{-1} \quad (2.13-35)$$

In der durchgezogenen Schalterposition wird der Eingangskondensator C aufgeladen, der Rückkoppelkondensator C dagegen entladen. Beim Übergang in die strichlierte Position werden der Rückkoppelkondensator und C_0 auf $-u_e(kT_c)$ aufgeladen. Der Kondensator C_0 wird durch die folgende Beschaltung festgelegt.

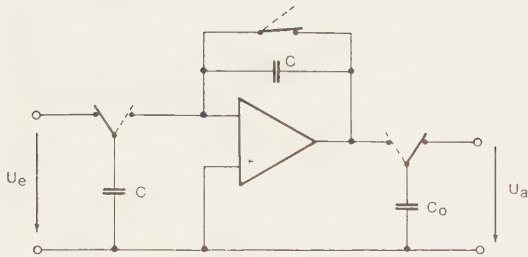


Bild 2.13-41. Invertierendes SC-Verzögerungsglied

SC-Summutations-Verzögerungsglied mit variablen Koeffizienten:

Die Funktion

$$U_a(z) = - \frac{C_1}{C} U_{e1} z^{-1} - \frac{C_2}{C} U_{e2} z^{-1} \pm \dots + \frac{C_n}{C} U_{en} z^{-1} \quad (2.13-36)$$

beschreibt die SC-Struktur in Bild 2.13-42. Für eine positive Gewichtung (Summation von U_{en} im Bild 2.13-42) sind zwei Umschalter erforderlich.

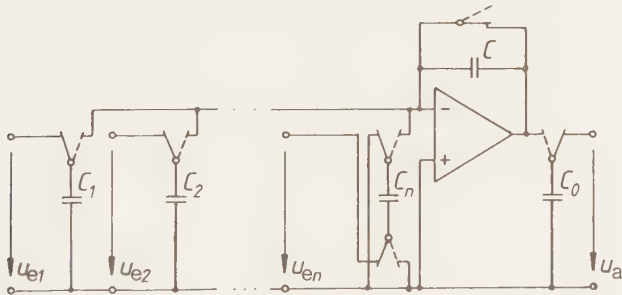


Bild 2.13-42. SC-Summutationsverzögerungsglied mit variablen Koeffizienten

Spezielle Subtraktionsschaltung:

Sind zwei Signale ungewichtet zu subtrahieren, kann die einfache SC-Struktur nach Bild 2.13-43 verwendet werden. Während

in der Schalterposition 1-1' der Kondensator C von der Spannungsdifferenz $U_{e1} - U_{e2}$ aufgeladen wird, kann in der Position 2-2' diese Differenz am Ausgang abgegriffen werden.

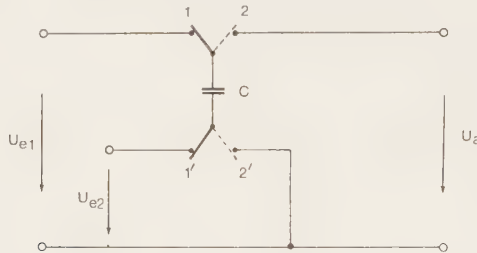


Bild 2.13-43. Spezielle Substraktionsschaltung

j) Zwei Beispiele zur DSFG-SC-Filter-Methode

Beispiel 1: Tiefpaß, Grad 2

Zu realisieren ist ein Tiefpaß mit folgenden Eigenschaften:

- Durchlaßgrenze $f_{DSC} = 1,35 \text{ kHz}$.
- Sperrgrenze $f_{SSC} = 4 \text{ kHz}$
- Durchlaßdämpfung $a_D = 1,5 \text{ dB}$
- Sperrdämpfung $a_s = 20 \text{ dB}$

Gl. (2.13-30) führt zu den Prototyp-Frequenzen $f_{DK} = 1,39 \text{ kHz}$ und $f_{SK} = 5,9 \text{ kHz}$. Die Verwendung eines Filterkataloges führt zu $H(p)$ und schließlich Gl. (2.13-30) zur diskreten Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{z^2 + 2z + 1}{z^2 - 1,33z + 0,577} \quad (2.13-37)$$

Die Bilder 2.13-44a bis 2.13-44d zeigen den DSFG, die DSFG-Modifikation, das resultierende SC-Filter und den Amplituden- und Phasengang.

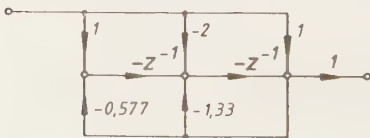


Bild 2.13-44a.

DSFG zum Tiefpaß 2.Grades

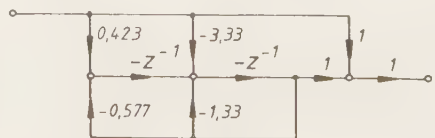


Bild 2.13-44b.

Modifizierter DSFG

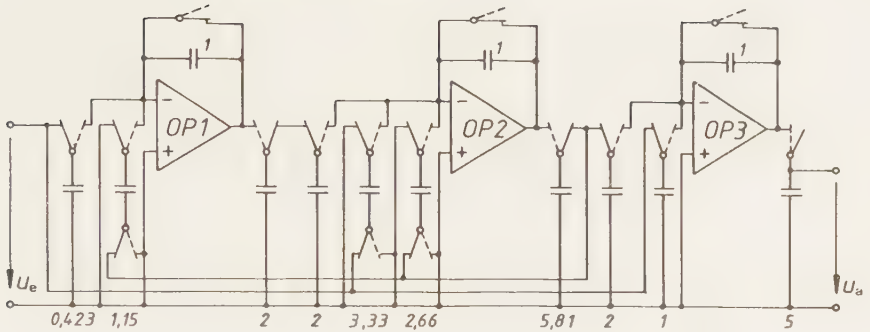


Bild 2.13-44c. Resultierendes SC-Filter mit DSFG-Basiselementen

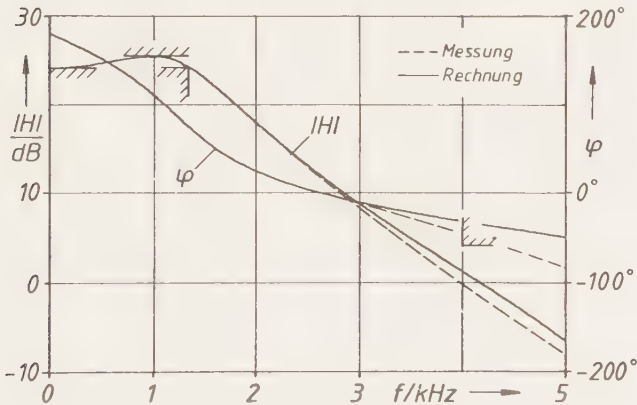


Bild 2.13-44d. Amplituden- und Phasengang zum Filter aus Bild 2.13-44c

Beispiel 2: Tiefpaß, Grad 7

Zur Realisierung des DSFG in Kaskadenform wird die ermittelte Übertragungsfunktion $H(z)$ in eine vorteilhafte Form gebracht.

In der optimierten Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{1}{K} \cdot \frac{z+1}{z-0,8342} \cdot \frac{z^2-1,347z+1}{z^2-1,762z+0,9038} \cdot \frac{z^2-1,767z+1}{z^2-1,706z+0,7797} \cdot \frac{z^2-1,707z+1}{z^2-1,801z+0,9758}$$

(2.13-38)

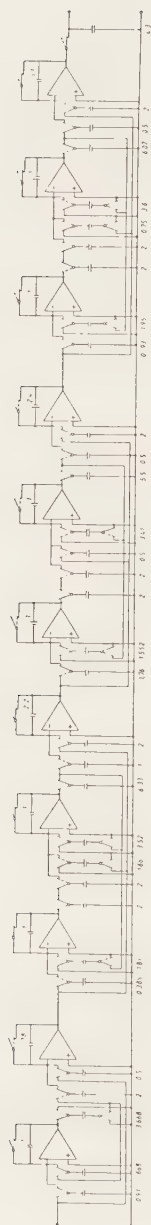


Bild 2.13-45. Switched-Capacitor-Filter 7. Grades, realisiert
mit den Basiselementen des diskreten Signalflußgraphen

sind die Pole und Nullstellen im Hinblick auf maximalen Frequenzabstand auf die einzelnen Blöcke verteilt. Die SC-Realisierung dieses Filters enthält Bild 2.13-45. Der theoretische und praktische Dämpfungsverlauf ist in Bild 2.13-46 dargestellt.

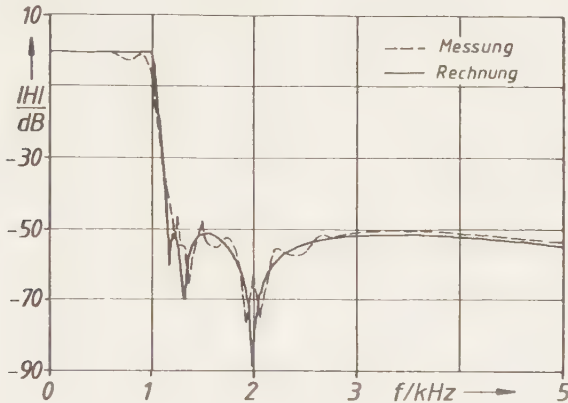


Bild 2.13-46. Theoretischer und praktischer Dämpfungsverlauf zum Filter aus Bild 2.13-45

Die bei diesem Verfahren entstehende Anzahl von Operationsverstärkern ist durch die Einsatzmöglichkeit von *dynamischen CMOS-Operationsverstärkern* unkritisch [11,28].

k) Anmerkung

Die Bedeutung der Switched-Capacitor-Synthese durch DSFG-SC-Basiselemente liegt insbesondere in der Möglichkeit eines strengen Entwurfs im z -Bereich. Die aus einer Approximation von Forderungen an ein diskretes System unmittelbar gewonnene Übertragungsfunktion $H(z)$ kann namentlich in der Pol-Nullstellendarstellung zur SC-Synthese benutzt werden. Hier können bei entsprechender Wahl der Pol-Nullstellenverteilung besonders unempfindliche Schaltungen realisiert werden. Die geplanten Arbeiten des Verfassers am LATE beschäftigen sich mit diesen Problemstellungen.

2.13.4 Schrifttum zu Schalter-Kondensatorfiltern

- [1] Haard, H.B.; Svala, C.G.: U.S. Patent Nr. 2,718.621,11.3. 1953, schwedische Priorität 12.3.1952.
- [2] Smith, B.D.: Analysis of commutated networks. Trans. IRE, 1953, S. 21-26.
- [3] Cattermole, K.W.: Efficiency and reciprocity in pulse-amplitude modulation. Part 1-Principles. Proc. Inst. Electr. Engrs. (B) 105, 1958, S. 449-462.
- [4] Fettweis, A.: Théorie des circuits à transfert résonnant. Dissertation, Université catholique de Louvain, Faculté des sciences appliquées, 1963.
- [5] Kraus, G.: Analyse von linearen Netzwerken mit Haard-Svala-Schaltern (Resonanzübertragung). AEÜ, Bd. 16, 1962, H. 12, S. 611-626.
- [6] Schlichte, M.: Schaltungsanordnung für impulsweise Energieübertragung. DBP 1 227 079 vom 3.5.1967.
- [7] Fettweis, A.: Basic Principles of Switched-Capacitor Filters Using Voltage Inverter Switches. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 1, S. 13-19.
- [8] Christiansen, P.; Gebhardt, P.J.; Kohlbacher, G.: Integration von Filtern mit linearen MOS-Schaltungen. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 52, 1979, H. 1-2, S. 131-138.
- [9] Brodersen, R.W.; Gray, P.R.; Hodges, D.A.: MOS Switched-Capacitor Filters. Proc. IEEE, Vol. 67, 1979, H. 1, S. 61-74.
- [10] Copeland, M.A.; Rabaey, J.M.: Dynamic amplifier for m.o.s. technology. Electron. Lett., Vol. 15, 1979, S. 301-302.
- [11] Hosticka, B.J.: Novel Dynamic C.M.O.S. Amplifier for Switched-Capacitor Integrators. Electron. Lett., Vol. 15, 1979, H. 17, S. 532-533.
- [12] Temes, G.C.; Orchard, H.J.; Jahanbegloo, M.: Switched-Capacitor Filter Design Using the Bilinear z-Transform. IEEE Trans. Circ. and Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 12, S. 1039-1044.
- [13] Jakobs, G.M.; Allstot, D.J.; Brodersen, R.W.; Gray, P.R.: Design Techniques for MOS Switched Capacitor Ladder Filters. IEEE Trans. Circ. and Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 12, S. 1014-1021.

- [14] Allstot, D.; Brodersen, R.W.; Gray, P.R.: MOS Switched-Capacitor Ladder Filters. IEEE Journ. of Solid-State-Circuits, Vol. SC-13, 1978, H. 6, S. 806-814.
- [15] Strauß, F.: Entwurfsverfahren und Realisierungen von Switched-Capacitor-Filtern. Diplomarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg, ausgegeben und betreut von W. Rienecker, Dezember 1979.
- [16] Young, I.A.; Hodges, D.A.; Gray, P.R.: Analog N MOS sampled-data-recursive filter. Proc. 1977, IEEE Internat. Solid-State Circuits Conference, Philadelphia.
- [17] Caves, J.T.; Copeland, M.A.; Rahim, C.F.; Rosenbaum, S.D.: Sampled Analog Filtering Using Switched Capacitors as Resistor Equivalents. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-12, 1977, H. 6, S. 592-599.
- [18] Hosticka, B.J.; Brodersen, R.W.; Gray, P.R.: MOS Sampled Data Recursive Filters Using Switched Capacitor Integrators. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-12, 1977, H. 6, S. 600-608.
- [19] Hosticka, B.J.: MOS sampled data recursive filters using state variable techniques. Ph. D. dissertation, Univ. California, Berkeley, 1977.
- [20] Fettweis, A.; Herbst, D.; Nossek, J.A.: Floating Voltage Inverter Switches for Switched-Capacitor Filters. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 9, S. 376-377.
- [21] Fettweis, A.: Basic principles of switched-capacitor filters using voltage inverter switches. AEÜ, Bd. 33, 1979, S. 107-114.
- [22] Nossek, J.A.: Switched-Capacitor-Filters: A Comparison and Some Experimental Results. Frequenz, Bd. 33, 1979, H. 7/8, S. 219-222.
- [23] Lüder, E.: Integrierbare Filter in VLSI-Technik. AEÜ, Bd. 32, 1978, H. 10, S. 381-389.
- [24] Lüder, E.; Haug, K.: Calculation of all equivalent and canonic 2nd order digital filter structures. IEEE, ICASSP 1978, Tulsa, Oklahoma.

- [25] Lüder, E.; Lanfer, H.: Equivalent sampled data filter structures and some of their properties. IEEE ISCAS 1978, New York.
- [26] Schüßler, H.W.: Digitale Signalverarbeitung, Springer Verlag, Berlin 1973.
- [27] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Berlin 1979.
- [28] Hosticka, B.J.: Dynamic Amplifiers in C.M.O.S. Technology. Electronic Letters, Vol. 15, 1979, H. 25, S. 819-820.
- [29] Kuntz, W.: Entwurf und Anwendung eines Abtast-Analogrechners. NTZ, 1968, H. 2, S. 82-87.
- [30] Schüßler, W.; Kuntz, W.; Winkelkemper, W.: Untersuchungen über Eigenschaften, Entwurf und Realisierung digitaler Filter, insbesondere S. 47-74. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 10, Erlangen 1969.
- [31] Fettweis, A.: Theory of resonant-transfer circuits. Lecture notes. NATO Advanced Study Inst. on Network and Switching Theory, Sept. 1966.
- [32] Brugger, U.W.; Hosticka, B.J.: Alternative Realisations of Switched-Capacitor Floating Inductors. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 21, S. 698-699.
- [33] Lee, M.S.: Switched-Capacitor Filters using Floating-Inductance Simulation Circuits. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 20, S. 644-645.
- [34] Hill, J.J.: Comment Alternative Approach to the Design of Switched-Capacitor-Filters. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 20, S. 650.
- [35] Temes, G.C.; Gregorian, R.: Compensation for Parasitic Capacitances in Switched Capacitor Filter. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 13, S. 377-378.

2.14 Abtastanalogfilter in N-Pfad-Technik

Nach einer starken Innovation in den Jahren zwischen 1960 und 1970 besitzt die N-Pfad-Technik gegenwärtig nur geringen Anteil an der Filterforschung. In einem Aufwandsvergleich erweisen sich die SC- und CTD-Techniken vorteilhaft. Allerdings sind auch heute N-Pfad-Filter durch ihre geringe relative Bandbreite (hohe Güte) für einige Anwendungsbereiche prädestiniert [1,2]. Bei N-Pfad-Filtern handelt es sich um aktive elektronische Netzwerke, in denen durch Modulatoren oder Schalter eine Tiefpaß-Bandpaß-Transformation realisiert wird. Sie ermöglichen den Aufbau sehr schmalbandiger und frequenzstabiler Bandfilter (relative Bandbreiten $\geq 0,01\%$ [3]). Ein besonderes Merkmal ist die voneinander unabhängige Einstellbarkeit der Durchlaßkurve und der Mittenfrequenz. Die bezüglich der Mittenfrequenz streng symmetrische Durchlaßkurve wird durch die Eigenschaften der verwendeten Tiefpässe bestimmt, die Mittenfrequenz dagegen durch die Takt- oder Modulatorfrequenz. Der Prinzipaufbau eines N-Pfad-Filters ist in Bild 2.14-1 enthalten.

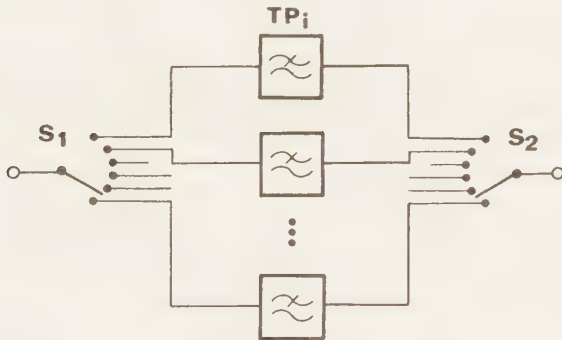


Bild 2.14-1. Prinzipaufbau eines N-Pfad-Filters

N ein- und ausgangsseitig synchron kommutierte Tiefpässe bilden die Basiselemente der Tiefpaß-Bandpaß-Transformation. Die Tiefpässe sind alle exakt identisch und ersten oder höheren Grades. Der Schalter S_1 moduliert das Eingangssignal mit der Schalterfre-

quenz f_c , während S_2 die Transponierung in die Ausgangslage realisiert. Die folgenden Abschnitte beschreiben in kurzer Form die Arbeitsweise und Eigenschaften von N-Pfad-Filtern.

2.14.1 N-Pfad-Filter mit Modulatoren

N-Pfad-Filter mit Modulatoren M_{ij} ; $i = 1(1)N$; $j = 1, 2$ (Bild 2.14-2) sind sehr kostenintensiv und wenig zur Integration geeignet. Neben ihrer Bedeutung für das Verständnis des N-Pfad-Prinzips sind jedoch auch praktische Realisierungen bekannt [1,2].

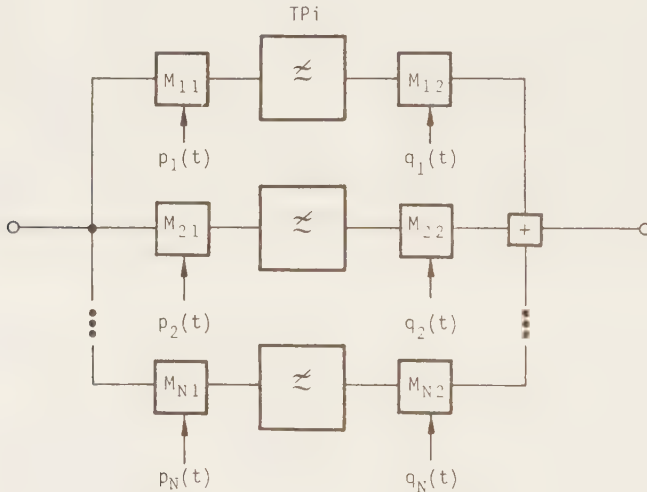


Bild 2.14-2. N-Pfad-Filter mit Modulatoren

Die Steuersignale $p_i(t)$ (entsprechend $q_i(t)$) der Modulatoren M_{i1} sind um das Zeitintervall $\Delta t = T_0/N$ gegeneinander phasenverschoben. Eine Analyse der Schaltung in Bild 2.14-2 zeigt, daß derartige N-Pfad-Filter periodische Durchlaßbereiche im Abstand der Trägerfrequenz ω_0 besitzen [4]. Allerdings treten nicht alle ganzzahligen Vielfachen von ω_0 auf. Für ein Filter mit N-Pfaden ergeben sich Lücken der Kammcharakteristik bei den Frequenzen $\omega_L = N \cdot \omega_0$.

Die Vieldeutigkeit des N-Pfad-Filters kann durch einen eingangsseitigen Bandpaß und durch einen ausgangssseitigen Tiefpaß beseitigt werden (Bild 2.14-3).

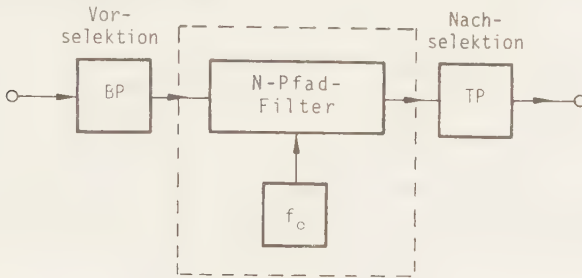


Bild 2.14-3. N-Pfad-Filter mit Vor- und Nachselektion

Besitzt der Bandpaß die Grenzfrequenzen

$$\omega_{gu} \geq \frac{\omega_0}{2} \quad (2.14-1)$$

$$\omega_{go} \leq \frac{3}{2} \omega_0 \quad , \quad (2.14-2)$$

der Tiefpaß die Grenzfrequenz

$$\omega_g \leq \frac{3}{2} \omega_0 \quad , \quad (2.14-3)$$

kann die Übertragungsfunktion des N-Pfad-Filters

$$H_N(j\omega) = H_{No}(N) [H_{TP}\{j(\omega - \omega_0)\} + H_{TP}\{j(\omega + \omega_0)\}] \quad , \quad (2.14-4)$$

mit

$$H_{No}(N) = N \frac{\sin^2 \frac{\pi}{N}}{\pi^2} \quad (2.14-5)$$

angegeben werden [3-5]. $H_{TP}(j\omega)$ ist hierbei die Übertragungsfunktion der Tiefpässe.

Das Spannungsübersetzungsverhältnis $H_{No}(N)$ nimmt für die Pfadzahlen $N = 3, 4$ und $\lim_{N \rightarrow \infty} H_{No}(N)$ die folgenden Werte an:

$$N = 3 : H_{No}(3) = \frac{9}{4\pi^2} .$$

$$N = 4 : H_{No}(4) = \frac{2}{\pi^2} .$$

$$N \rightarrow \infty : H_{No}(\infty) = 0 .$$

Die Transformation des Tiefpaßspektrums $|H_{Tp}(j\omega)|$ in das N-Pfad-Spektrum $|H_N(j\omega)|$ zeigt Bild 2.14-4.

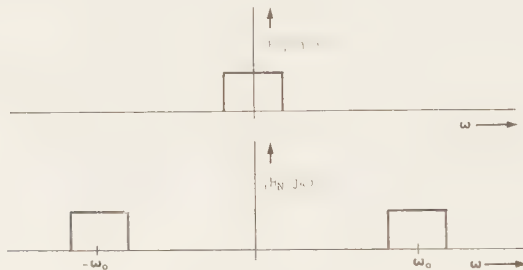


Bild 2.14-4. Transformation des Tiefpaßspektrums $|H_{Tp}(j\omega)|$ in das N-Pfad-Filter-Spektrum $|H_N(j\omega)|$.

Werden einfache RC-Glieder als Tiefpässe verwendet, entsteht aus der Tiefpaß-Übertragungsfunktion der Ausdruck

$$|H_N(j\omega)| = \frac{H_{No}(N)}{\sqrt{\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_g}\right)^2 + 1}} , \quad (2.14-6)$$

mit

$$\omega_g = \frac{1}{RC} . \quad (2.14-7)$$

Für $f_0 = 1$ MHz und $f_g = 1$ kHz resultiert eine 3 dB-Bandbreite von 2 kHz. Die Systemgüte beträgt damit 500 [4]. Bild 2.14-5 verdeutlicht die entstandene Bandpaßcharakteristik (aufgetragen

ist $|H_{TP}\{j(\omega-\omega_0)\}|$). Weitere Aspekte zur Theorie und Praxis dieser N-Pfad-Filter-Klasse finden sich in den Arbeiten [1-16]. Besonders erwähnt sei die Arbeit in Buchform [4].

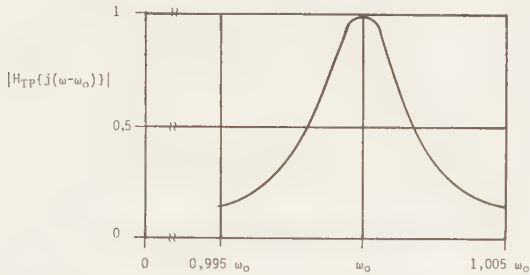


Bild 2.14-5. Bandpaßcharakteristik eines N-Pfad-Filters mit RC-Tiefpässen

2.14.2 N-Pfad-Filter mit Schaltern

An der Stelle von Modulatoren können elektronische Schalter (z.B. MOS-FET-Analogsignalschalter) verwendet werden. Für den Fall $N = 3$ ist eine derartige Anordnung in Bild 2.14-6 gezeichnet.

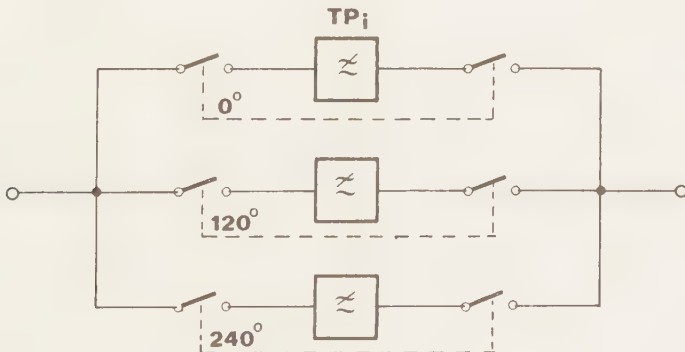
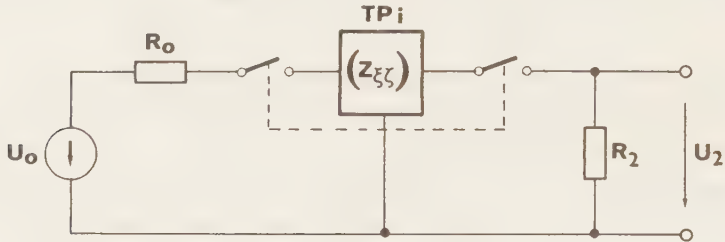


Bild 2.14-6. N-Pfad-Filter mit Schaltern

Betrachtet man für die einzelnen Pfade eine Einbettung in ohmsche Widerstände gemäß Bild 2.14-7, kann eine zu Gl. (2.14-4) näherungsweise zeitinvariante Relation angegeben werden [4].



$$(z_{\xi\xi}) = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$$

Bild 2.14-7. Struktur zur Berechnung der N-Pfad-Schalter-Struktur nach Bild 2.14-6 (betrachtet wird ein Pfad)

$$H_N(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_0(j\omega)} = \tilde{H}_{No} \cdot [\Psi\{j(\omega - \omega_0)\} + \Psi\{j(\omega + \omega_0)\}] \quad (2.14-8)$$

Hierin ist

$$\tilde{H}_{No} = \frac{\sin^2 \frac{\pi}{N}}{\left(\frac{\pi}{N}\right)^2} \quad (2.14-9)$$

$\Psi(j\omega)$ eine Funktion der Impedanzmatrixelemente der Tiefpässe und der Fourierkoeffizienten P_0 , Q_0 der Schaltersteuerfunktionen.

$$\Psi(j\omega) = \frac{z_{21}(j\omega) \frac{R_2}{Q_0}}{\left(z_{11}(j\omega) + \frac{R_0}{P_0}\right) \left(z_{22}(j\omega) + \frac{R_2}{Q_0}\right) - z_{12}(j\omega) \cdot z_{21}(j\omega)} \quad (2.14-10)$$

Für synchrone Schalteransteuerung in einem Pfad gilt [4]:

$$P_o = Q_o = \frac{1}{N} \quad , \quad (2.14-11)$$

Das Spannungsübersetzungsverhältnis $\hat{H}_{N_o}$ besitzt hier einen prinzipiell anderen Verlauf im Vergleich zu N-Pfad-Filtern mit Modulatoren. Während dort das Maximum für $N = 3$ erreicht wird, ergibt sich hier kein lokaler Maximalwert [4]. Für $N = 3$ resultiert aus Gl. (2.14-9) ein Übersetzungsverhältnis von 68% (≈ 3 dB).

2.14.3 Einige N-Pfad-Schalterfilter mit kommutierten Kapazitäten
Wird das System mit den Impedanzmatrixelementen $z_{\xi\xi}$ (Bild 2.14-7) ausschließlich durch einen Querkondensator C gebildet, resultieren die folgenden Relationen:

$$z_{11} = z_{12} = z_{21} = z_{22} = \frac{1}{j\omega C} \quad , \quad (2.14-12)$$

für $R_2 \gg 1/(\omega C)$ gilt weiterhin

$$\Psi(j\omega) \approx \frac{1}{1+j\omega NR_o C} \quad (2.14-13)$$

und hiermit

$$\Psi\{j(\omega \pm \omega_o)\} \approx \frac{1}{1+j(\omega \pm \omega_o)NR_o C} \quad . \quad (2.14-14)$$

Die Übertragungsfunktion $H_N(j\omega)$ besitzt damit ein konjugiert komplexes Polpaar. Die Widerstände R_{n_o} , $n = 1(1)N$ bei N-Pfaden können zu einem Widerstand R_1 zusammengefaßt werden. Man erhält für sekundären Leerlauf die Schaltung nach Bild 2.14-8. Die Struktur besitzt den Nachteil, "schwimmende" Schalter zu erfordern. Abhilfe ermöglicht die Schaltung in Bild 2.14-9, hier sind alle Schalter einseitig mit der Bezugsmasse verbunden. Ein weiterer Vorteil liegt in der Einsparung von N Schaltern (2N Schalter werden in Bild 2.14-8 verwendet). In dieser Anordnung können vorteilhaft Kapazitätsdioden (Varaktoren) eingesetzt werden. Schalter und Kapazität sind dann in einem Bauelement vereinigt.

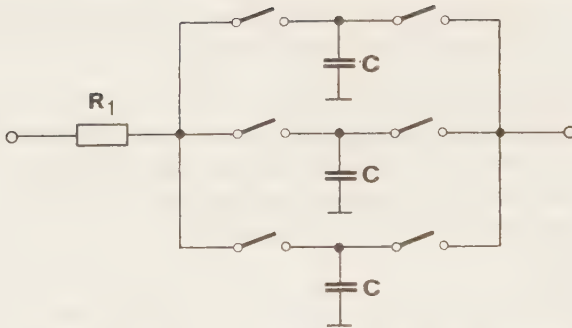


Bild 2.14-8. N-Pfad-Filter mit kommentierten Kapazitäten und hochliegenden Schaltern

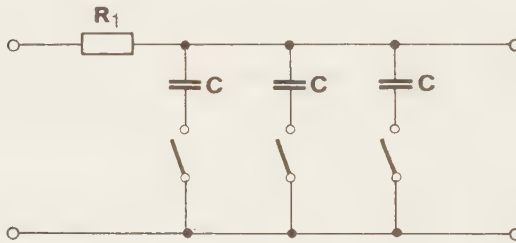


Bild 2.14-9. N-Pfad-Filter mit geerdeten Schaltern

In vielen Anwendungen genügt die Selektion der RC-Tiefpässe nicht. In diesen Fällen können aktive RC-Tiefpässe, die ihrerseits mindestens ein konjugiert komplexes Polpaar besitzen, in den Pfaden verwendet werden [3,6].

Praktische Probleme bezüglich Takteinkopplung, Spiegelfrequenzstörungen, Weitabselektion, Signal-Rauschabstand und Toleranzempfindlichkeit sind ausführlich in [4] behandelt und sollen deshalb hier nicht erörtert werden.

2.14.4 Pseudo-N-Pfad-Filter

Die zur Unterdrückung unerwünschter Spektralbereiche erforderliche Vor- und Nachselektion im konventionellen N-Pfad-Filter

beschränkt den Einsatzbereich erheblich. Die Theorie der *Stop-go-N-Pfad-Filter* [18] (die einzelnen Pfade befinden sich abwechselnd in einem Betriebszustand "go" und einem Haltezustand "stop") ermöglichte eine Schaltungsvariante nach Bild 2.14-10 [16].

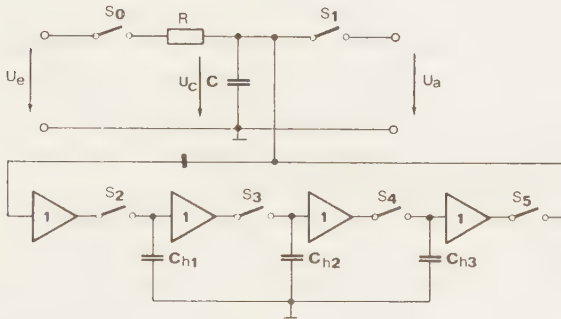


Bild 2.14-10. Pseudo-N-Pfad-Filter

Hier existiert nur ein Pfad mit dem Widerstand R , der Kapazität C und den Schaltern S_0 , S_1 des ursprünglichen N-Pfad-Filters. An der Stelle weiterer Pfade wird hier ein analoges Schieberegister eingesetzt. Für die Realisierung des Analog-Schieberegisters werden in den Arbeiten [16,20] Trennoperationsverstärker, Haltekapazitäten C_{hk} und Schalter S_k verwendet. Während im konventionellen N-Pfad-Konzept periodisch von einem Pfad auf den nächsten umgeschaltet wird, erfolgt hier die Speicherung der Spannung U_C im Analog-Schieberegister bis zum folgenden zyklischen Abruf. Die Schaltung simuliert hiermit eine Pfadzahl N . Das Taktdiagramm (Bild 2.14-11) verdeutlicht den zyklischen Schieberegisterdurchlauf im Filter von Bild 2.14-10.

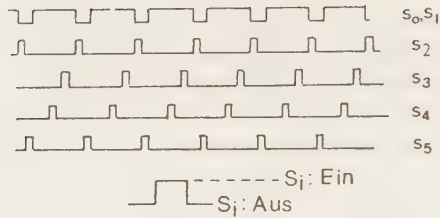


Bild 2.14-11. Taktdiagramm zum Filter in Bild 2.11-10

Das Pseudo-N-Pfad-Verfahren besitzt einige wichtige Vorteile:

- Die hier dreifach höhere Taktfrequenz führt zu geringen Problemen der Takteinkopplung.
- Nur eine Vorselektion gemäß dem Abtasttheorem ist erforderlich.
- Die Werte C_{hk} der Haltekapazitäten können unterschiedlich sein.

Eine besondere Schwierigkeit repräsentiert allerdings das analoge Schieberegister. Die Ladungsverluste führen zu einer Reduzierung der Güte und zu erhöhter Grunddämpfung. Hier zeigt sich ein interessanter Einsatzbereich für die Analogsignalverarbeitung mit der CTD-Technologie.

2.14.5 Anmerkung

Eine Verknüpfung des N-Pfad-Konzepts mit den vorteilhaften Eigenschaften von SC- und CTD-Filtern plant der Verfasser in einem Forschungsvorhaben am LATE. Hierbei handelt es sich nicht um einen Einsatz von CCD-Schieberegistern vergleichbar mit den Problemstellungen der Pseudo-N-Pfad-Filter.

2.14.6 Schrifttum zur N-Pfad-Technik

- [1] Zinniker, R.: N-Pfad-Filter. Elektroniker, 1976, H. 9, S. EL(33-36).
- [2] Oehrli, U.: N-Pfad-Filter. Elektroniker, 1973, H. 11, S. EL(1-4).
- [3] Möhrmann, K.; Heinlein, W.: N-Pfad-Filter hoher Selektivität mit spulenlosen Schwingkreisen. Frequenz, Bd. 21, 1967, H. 12, S. 369-375.

- [4] Langer, E: Spulenlose Hochfrequenzfilter.
Siemens AG, München 1969.
- [5] Langer, E.: Realisierungsprobleme bei N-Pfad-Filtern.
Frequenz, Bd. 22, 1968, H. 1, S. 11-16.
- [6] Langer, E.: Ein neuartiges N-Pfad-Filter mit zwei konjugiert komplexen Polpaaren. Frequenz, Bd. 22, 1968, H. 3, S. 90.
- [7] Langer, E.: Zeitmultiplexverfahren zur Filtersynthese.
Frequenz, Bd. 20, 1966, H. 12, S. 396 ff.
- [8] Langer, E.: Filterprobleme in Einseitenband-Rundfunkempfängern. Frequenz, Bd. 24, 1970, H. 7, S. 204 ff.
- [9] Franks, L.E.; Sandberg, I.W.: An Alternative Approach to the Realization of Network Transfer Functions: The N-Path Filter. BSTJ, Sept. 1960, S. 1321-1350.
- [10] Langer, E.: Selektion und Grunddämpfung von N-Pfad-Filtern bei nicht idealen Schaltprozessen. AEÜ, Bd. 27, 1973, H. 5, S. 231 ff.
- [11] Reinhold, G.: Über die Berechnung von N-Pfad-Filtern. Frequenz, Bd. 25, 1971, H. 4, S. 118-122.
- [12] Barthel, G.: Beitrag zur Theorie der N-Pfad-Filter und ihren praktischen Einsatzmöglichkeiten.
Diss. Ilmenau, 1974.
- [13] Bernhardt, U.; Unger, H.: Ein N-Pfad-Filter mit diskreter Modulation. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 23, 1973, H. 2, S. 64-67.
- [14] Barthel, G.: N-Pfad-Filter in Frequenzdiskriminatoren. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 26, 1976, H. 5, S. 164-167.
- [15] Bernhardt, U.; Unger, H.: Reale diskrete Modulatoren und ihr Einsatz im N-Pfad-Filter. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 26, 1976, H. 6, S. 219-221.
- [16] Wupper, H.: A Modified N-Path-Filter Suited for Practical Realisation. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CAS-21, 1974, H. 5, S. 449-456.
- [17] Fettweis, A.: Ein allgemeiner Beweis des Kompensations-effekts in N-Pfad-Filtern. Frequenz, Bd. 23, 1969, H. 11, S. 342 ff.

- [18] Fettweis, A.: Theory of Stop-go N-path Filters. AEÜ, Bd. 25, 1971, H. 4, S. 173-180.
- [19] Krogmann, U.: Kammfilter zur Ausblendung von Signalen vorgegebener Frequenzen und deren Harmonischen. Nachrichtentechnik-Elektronik, 1977, H. 2, S. 35 ff.
- [20] Patangia, H.; Blostein, M.L.: A Digitally Controlled Tunable N-Path Filter. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 3, S. 135-140.
- [21] Fettweis, A.: Periodically reverse-switched capacitor networks. AEÜ, Bd. 24, 1970, S. 539-544.

2.15 Digitale Filter

Die gegenwärtige Tendenz der Digitalisierung von analogen Schaltungsfunktionen betrifft gleichermaßen die elektrische Filtertechnik. Die praktischen Vorteile digitaler Systeme werden die Anwendung analoger Filter zunehmend reduzieren. Digitale "On a Chip"-Filter werden für Frequenzen im kHz-Bereich schon heute in monolithisch integrierter Form kommerziell gefertigt. Die erforderlichen A/D- und D/A-Wandler sind hierbei mitintegriert [41,42]. Neben rein analogen Filtern besitzen damit auch die Abtastanalogfilter (*Sampled-Data-Analog-Filters*, *N-Pfad*, *CTD*, *SC*) den Charakter von Übergangslösungen. Allerdings unterliegt die obere Frequenzgrenze digitaler Filter noch technologischen Restriktionen. Der Einsatz von schnellen Parallelmultiplizierern und ECL-Technologie führt an die Signalfrequenzgrenze von 10 MHz [15]. Die Theorie diskreter Systeme ist in weiten Bereichen konstituiert [1-14]. Von besonderem Interesse sind die Entwurfsverfahren digitaler Filter, die Systemforderungen unmittelbar in ein diskretes System übersetzen [6,7]. Die Ergebnisse der Untersuchungen über digitale Filter finden sich in großem Umfang in Zeitschriften- und Buchform. Das

Anliegen der folgenden Abschnitte ist deshalb nur ein Überblick zum Stand der Technik.

Die wesentlichen Vorteile digitaler Filter sind:

- Geringe Empfindlichkeit gegen *Fertigungstoleranzen*, *Temperaturänderungen* und *Alterung* durch die *Wertquantisierung*.
- Hohe Flexibilität durch einfache *Koeffizientenvariation* (beispielsweise Austausch eines Festwertspeichers (ROM, PROM) in einem Mikroprozessorsystem).
- Filterfunktionen, die in kontinuierlichen Filtern schwer oder prinzipiell nicht realisierbar sind, werden ermöglicht (beispielsweise Filter mit streng *linearer Phase*).
- Kostengünstige Verwirklichung durch *VLSI-Integration*.
- Vorteilhafte Serienproduktion (*keine Abgleichprobleme*).
- Genauigkeit durch die *Wortlänge* bestimmbar.
- Niedriger Leistungsbedarf in entsprechenden Technologien (z.B. *CMOS-Technik*).
- Günstiger Einsatz bei tiefen Frequenzen.

2.15.1 Einige Strukturen für rekursive und transversale Digitalfilter

Zwischen A/D- und D/A-Wandler eingebettete digitale Filter (Bild 2.15-1a,b) verwenden bekanntlich die Grundbauelemente *Verzögerer*, *Multiplizierer* und *Addierer* (Bild 2.15-2).

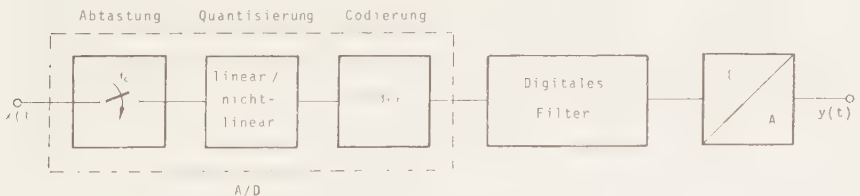


Bild 2.15-1a. Digitales Filter mit A/D- und D/A-Wandlern



Bild 2.15-1b. Digitales Filter mit der Eingangsfolge $x(k)$ und der Ausgangsfolge $y(k)$

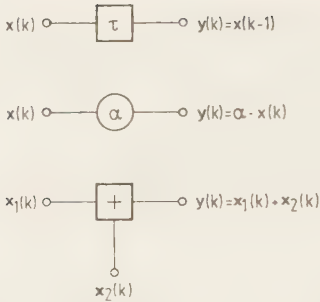


Bild 2.15-2.
Die Elemente
digitaler Filter
(Verzögerer,
Koeffizienten-
multiplizierer,
Addierer)

Diese Basiselemente können für praktische Filter in *konzentrierter* Form vorliegen. Auch in integrierter Technik führen diese Bausteine zu hohem Leistungsbedarf und insbesondere zu großer Chipfläche. Den größten Anteil an der Chipfläche besitzen die digitalen Multiplizierer. Gründe des Flächenbedarfs und des Preises der Multiplizierer legen eine *Mehrfachausnutzung* nahe. Deshalb wird in vielen Fällen nur ein schneller digitaler Multiplizierer *sequentiell* für alle erforderlichen Multiplikationen benutzt. Orientiert am Flächenbedarf von CTD- und SC-Filtern benötigen aber auch digitale Filter mit *Multiplex* etwa um den Faktor 5 höhere Chipfläche [16]. Günstigere Verhältnisse ermöglicht die *verteilte Arithmetik*. Hier werden zur Vermeidung von Multiplizierern alle möglichen Teilprodukte in einem Festwertspeicher (ROM, PROM) gespeichert. Für einen Filterblock 2. Grades bedeutet dies bei 5 Multiplizierern die Speicherung von 2^5 Teilprodukten. Die geschilderte Klassifizierung ist in Bild 2.15-3 zusammengefaßt.



Bild 2.15-3. Eine Klassifizierung digitaler Filter

Ein einfachstes Beispiel eines digitalen Filters mit konzentrierter Arithmetik enthält Bild 2.15-4a. Aus der Differenzengleichung

$$y(k) = -a_1 y(k-1) + x(k-1) \quad (2.15-1)$$

folgt die Sprungantwort in Bild 2.15-4c.

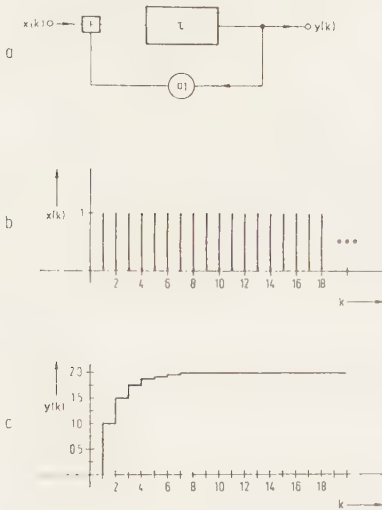


Bild 2.15-4.
Ein digitales Filter
1. Ordnung.
a) Struktur;
b) Eingangsfolge;
c) Sprungantwort

Für den Koeffizienten $a_1 = -0,5$ ist in Bild 2.15-5 der Betrag der diskreten Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{1}{z + a_1} \quad (2.15-2)$$

dargestellt. Es gilt:

$$|H(e^{i\Omega})|^2 = \frac{1}{(a_1 + \cos \Omega)^2 + \sin^2 \Omega} \quad (2.15-3)$$

und

$$\Omega = \omega \cdot T_c \quad (2.15-4)$$

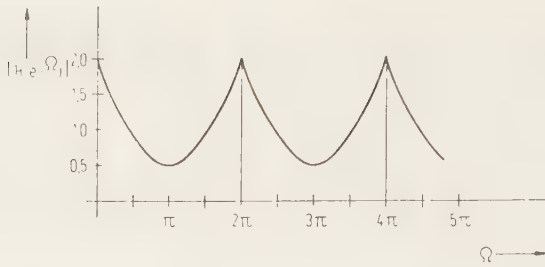


Bild 2.15-5. Betrag der diskreten Übertragungsfunktion

Eine weitere Klassifizierung digitaler Filter soll an Hand von Bild 2.15-6 durchgeführt werden. Alle Bausteine der linken und mittleren Gruppe sind *Spezialisierungen* oder *spezielle Darstellungen* der schon im Abschn. 2.12 betrachteten diskreten Übertragungsfunktion (Gl. (2.12-3))

$$H(z) = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{\mu}}{\sum_{v=0}^n a_v z^v} \quad (2.15-5)$$

Die Spezialisierung $\forall a_v = 0; v = 0(1)n-1; a_n = 1$ führt gemäß Gl. (2.12-4) zu nichtrekursiven Filtern.

Ihre wesentlichen Eigenschaften seien kurz rekapituliert:

- Nur Pole in $z = 0$.
- Absolute Stabilität.
- Endliche Impulsantwort $h(\mu)$ (Länge $n+1$ für Filtergrad n).

$$h(\mu) = b_{n-\mu}.$$

Eine dritte Digitalstruktur repräsentieren die *Wellendigitalfilter* [17]. Diese Synthese- und Realisierungsmethode wird im Abschn. 2.15.2 betrachtet. Das von FETTWEIS 1971 vorgeschlagene Verfahren [18] soll hier mit "*Signalzwei- und -mehrtor-Synthese*" bezeichnet werden. Eine weitere Umsetzung kann "*Direkte Teilvierpol-Synthese*" genannt werden [32,33]. Die rekursiven Digitalfilter können zunächst bezüglich der Verzögerungsgliederzahl klassifiziert werden. Man erhält kanonische und nichtkanonische Strukturen. Von besonderer Wichtigkeit sind die vier bekannten

REALISIERUNGSSTRUKTUREN DIGITALER FILTER

- 263 -

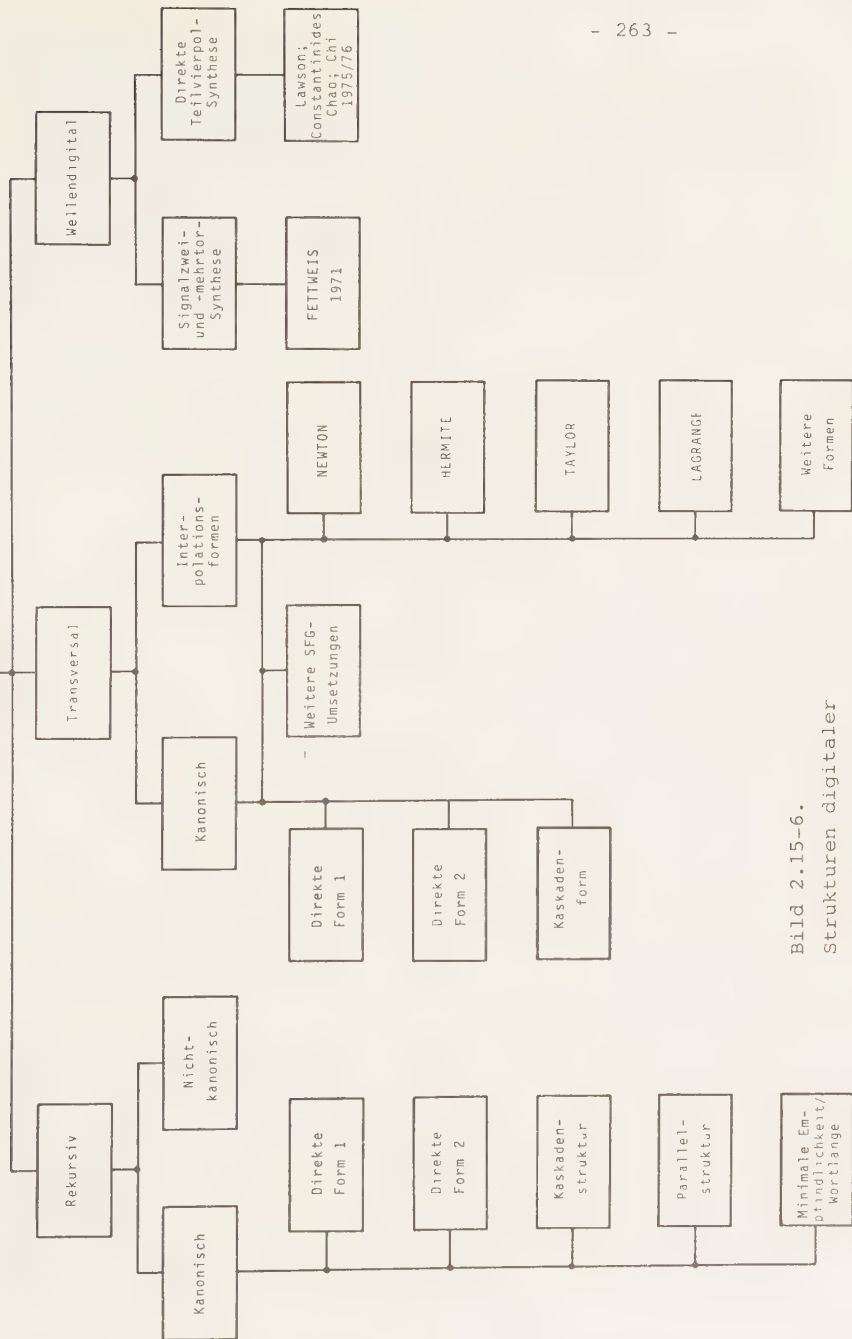


Bild 2.15-6.
strukturen digitaler
Filter

Grundformen [6]. Die direkten Formen 1 und 2 wurden schon in Bild 2.14-20a,b vorgestellt. Eine Faktorisierung der Übertragungsfunktion $H(z)$ führt zur 3. kanonischen Form (*Kaskadenstruktur*). Bild 2.15-7 zeigt diese Realisierung.

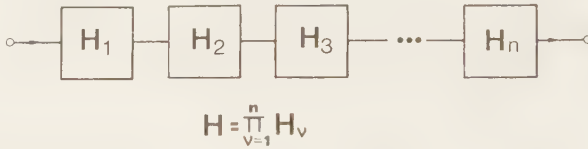


Bild 2.15-7. Kaskadenstruktur digitaler Filter

Aus einer Partialbruchzerlegung von $H(z)$ resultiert die 4. kanonische Form (*Parallelform*, Bild 2.15-8).

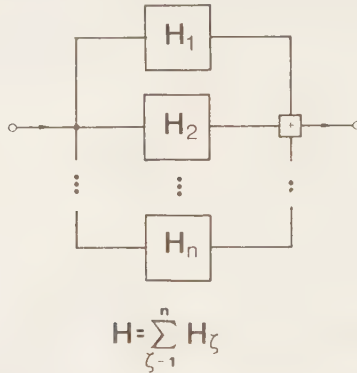


Bild 2.15-8. Parallelform digitaler Filter

Ein diskreter Signalflußgraf (bzw. $H(z)$) kann auch nach anderen Gesichtspunkten kanonisch realisiert werden. Von besonderem Interesse sind Strukturen mit minimisierter oder zumindest reduzierter Empfindlichkeit [19] oder Wortlänge [10]. Eine 1978 vorgestellte Struktur 2. Grades mit dichtem Polgitter ist in Bild 2.15-9 dargestellt [20]. Zur kanonischen Realisierung nichtrekursiver (*transversaler*) Filter eignen sich die drei ersten Formen der linken Gruppe in Bild 2.15-6. Eine große Unterklasse transversaler Digitalfilter wird durch die *Polynom-Interpolationsfor-*

men gebildet [3,21]. Diese Interpolationsformen entstehen aus der speziellen Wahl von Teilfunktionen einer allgemeinen Übertragungsfunktion, die als gewichtete Summe von Teilpolynom-Produkten dargestellt werden kann. Im Abschnitt 3 werden im Rahmen des Technologievergleichs die unterschiedlichen SFG-Realisierungen noch einmal betrachtet. Erwähnt seien auch die nicht im Bild 2.15-6 enthaltenen Digitalfilter nach dem *Zustandsvariablen-Konzept* [22] und digitale Abzweigstrukturen mit Integratoren [23].

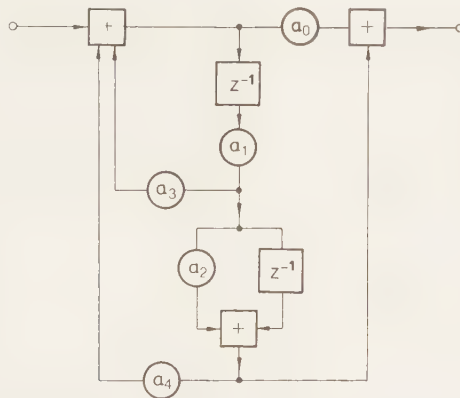


Bild 2.15-9. Digitales Filter 2. Grades mit dichtem Polgitter

Abschließend ist in Bild 2.15-10 ein digitales Filter zur Realisierung eines PCM-Tiefpasses in Kaskadenstruktur angegeben. Für die Teilübertragungsfunktionen in

$$H(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) \cdot H_3(z) \quad (2.15-6)$$

gilt:

$$H_1(z) = K_1 \frac{1 + a_{11}z^{-1} + z^{-2}}{1 + b_{11}z^{-1} + b_{21}z^{-2}}, \quad (2.15-7)$$

$$H_2(z) = K_2 \frac{1}{1+b_{12}z^{-1}}, \quad (2.15-8)$$

$$H_3(z) = K_3 \frac{1+a_{13}z^{-1}+z^{-2}}{1+b_{13}z^{-1}+b_{23}z^{-2}}. \quad (2.15-9)$$

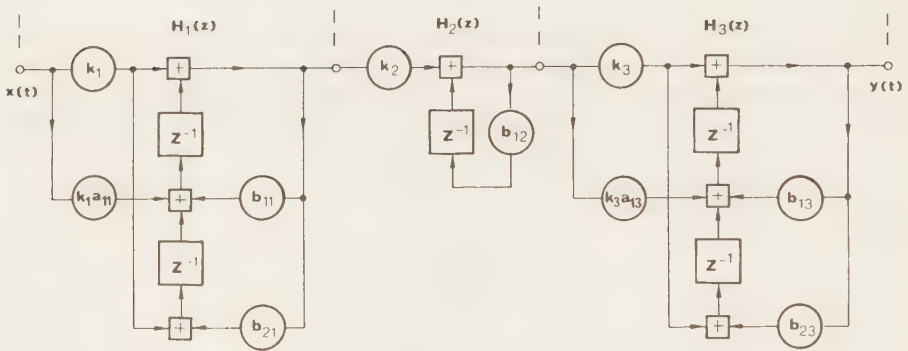


Bild 2.15-10. PCM-Tiefpaß als digitales Filter in Kaskadenstruktur

Vergleichend zeigt Bild 2.15-11 einen PCM-Tiefpaß in *verteilter Arithmetik* [16]. Im Abschnitt 3 werden diese beiden Strukturen mit CTD- und SC-Filterrealisierungen verglichen.

Die Anordnung in Bild 2.15-11 erfordert keine Multiplizierer. Für einen Filterabschnitt 2. Grades werden sämtliche mögliche Teilprodukte der fünf Multiplizierer in einem ROM-Speicher bereitgestellt. Verwendet man eine Wortlänge von 12 Bit, so wird bei 5 Multiplizierern eine Speicherkapazität von $2^5 \cdot 12$ Bit erforderlich. Zum Bilden der Produkte werden die Teilprodukte um jeweils eine Stelle verschoben und addiert. Die Adressen der Teilprodukte werden aus den Signalwerten am Ausgang der Schieberegister gebildet.

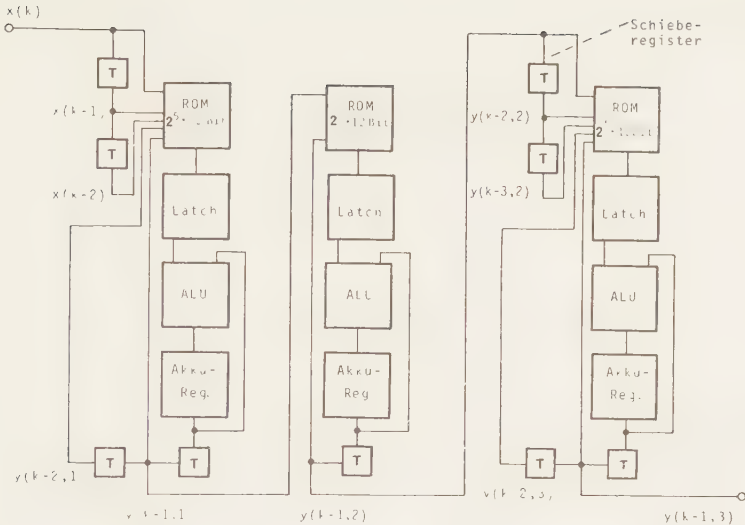


Bild 2.15-11. PCM-Tiefpaß als digitales Filter in verteilter Arithmetik

2.15.2 Wellendigitalfilter

a) Referenzfilterübersetzung:

Die in Abschn. 2.15.1 betrachteten digitalen Filter wurden durch die Realisierung des Zähler- und Nennerpolynoms von $H(z)$ gewonnen. Wellendigitalfilter (WDF) werden aus klassischen LC-Filtern in Abzweigstruktur hergeleitet [24]. Die günstigen Empfindlichkeitswerte gegenüber Parameterschwankungen der LC-Kettennetze bleiben hierbei erhalten. Nach einigen Anmerkungen zur Netzwerkbeschreibung durch Spannungswellen wird im folgenden ein WDF-Entwurfsverfahren dargestellt. Die zu betrachtende Methode nach FETTWEIS [17,18] soll mit "Synthese durch Signalzwei- und -mehrstore" bezeichnet werden. Eine Variante nach LAWSON und CONSTANTINIDES [32] umgeht durch "direkte Teilviertpolsynthese" die bei FETTWEIS erforderlichen Anpassungsnetzwerke (Adaptoren).

b) Netzwerkbeschreibung durch Spannungswellen

An einem durch die Spannungsquelle U_0 erregten Mehrtor (Bild 2.15-12) können formal die Spannungswellengrößen a , b der

Streuparametertheorie mit Torspannung U und -strom I in Beziehung gesetzt werden.

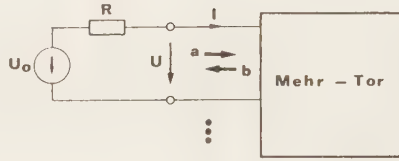


Bild 2.15-12. Die Spannungswellen-Größen a , b an einem Mehrtor

Die *hinlaufende Spannungswelle* a und die *rücklaufende Spannungswelle* b werden folgendermaßen definiert:

$$a = U + R \cdot I \quad , \quad (2.15-10)$$

$$b = U - R \cdot I \quad . \quad (2.15-11)$$

Entsprechend gilt für die Torspannung U und dem Torstrom I :

$$U = \frac{a+b}{2} \quad , \quad (2.15-12)$$

$$I = \frac{a-b}{2R} \quad . \quad (2.15-13)$$

Zur späteren Verwendung soll das lineare Gleichungssystem zur Zweitoresbeschreibung (Bild 2.15-13) durch die Streumatrix angegeben werden.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad . \quad (2.15-14)$$

Die Streumatrix S setzt die rücklaufenden Spannungswellen eines Zweitores mit den hinlaufenden in Beziehung. Die Einbettung des Zweitores in die ohmschen Widerstände R_1 und R_2 wird grafisch durch die unter den Toren angeschriebenen Widerstandswerte angedeutet. Es ist üblich, diese Widerstände als *Bezugswiderstände* zu bezeichnen.



Bild 2.15-13. Klemmen- und Wellengrößen an einem Zweitor
mit der Streumatrix S

c). Synthese von Wellendigitalfiltern durch Signalzwei- und
-mehrtore

Die wichtigsten Schritte dieses Verfahrens nach FETTWEIS
[17,18,25-28] sollen zunächst zusammengestellt werden:

- Die vom diskreten System geforderten Filtereigenschaften, beispielsweise die charakteristischen Frequenzpunkte des Dämpfungstoleranzschemas, werden in Forderungen an ein kontinuierliches Referenzfilter übertragen. Hierfür dient (wie in Abschn. 2.13e,g,h,i) die bilineare Abbildung

$$p \rightarrow \frac{z-1}{z+1} \quad . \quad (2.15-15)$$

Frequenzpunkte ω_D auf dem Einheitskreis der z-Ebene ($z=\exp\{j\omega_D T_c\}$) transformieren sich gemäß Gl. (2.15-15) in Frequenzpunkte ω_K auf der imaginären Achse der p-Ebene mittels *

$$\omega_K = \tan \frac{\omega_D T_c}{2} \quad . \quad (2.15-16)$$

- Ein geeignetes zeitkontinuierliches Referenzfilter wird gewählt, beispielsweise einem Filterkatalog entnommen [35].
- Die im Referenzfilter vorkommenden zeitkontinuierlichen Bauelemente werden in den zeitdiskreten Bereich übertragen und durch Spannungswellen beschrieben.
- Das Referenzfilter wird in seine Bauelemente und in die

* Index K: Zeitkontinuierliches Filter; Index D: Zeitdiskretes Filter

verbleibende Verbindungsstruktur zerlegt.

- Die Verbindungsstruktur wird an Hand der KIRCHHOFFschen-Gleichungen und der Spannungswellen-Relationen Gl. (2.15-12/13) in Wellen-Anpassungsnetzwerke übertragen. Diese Anpassungsschaltungen erhalten die Bezeichnung "Adaptoren".
- Die Adaptoren verbinden die zeitdiskreten Ersatznetzwerke der kontinuierlichen Bauelemente gemäß der Topologie des Referenzfilters.

Transformation von L-, C- und R-Eintoren

Die Bauelementebeschreibungen im p-Bereich können mit Gl. (2.15-15) in den z-Bereich transformiert und in Spannungswellenform dargestellt werden. Für einen Kondensator C (Bild 2.15-14a) gilt zunächst im p-Bereich

$$U_C = \frac{1}{pC} \cdot I_C \quad . \quad (2.15-17)$$

Nach dem Einführen der Bilineartransformation Gl. (2.15-15) resultiert

$$U_C = \frac{z+1}{z-1} \cdot \frac{1}{C} \cdot I_C \quad . \quad (2.15-18)$$

Die Umformung in

$$z(U_C - \frac{1}{C} \cdot I_C) = U_C + \frac{1}{C} \cdot I_C \quad (2.15-19)$$

ermöglicht den Vergleich mit den Gln. (2.15-10/11) * .

Gl. (2.15-20) repräsentiert den Zusammenhang zwischen der hinlaufenden und der rücklaufenden Spannungswelle im z-Bereich.

$$b_C = z^{-1} \cdot a_C \quad . \quad (2.15-20)$$

Ein Kondensator C des Referenzfilters äußert sich im Wellendigitalfilter als Verzögerer (Bild 2.15-14a).

Gleichermaßen folgt aus der zeitkontinuierlichen Beschreibung einer Induktivität L (Bild 2.15-14b) durch

* Der Bezugswiderstand des Eintors besitze die Größe $1/C$.

$$U_L = pL \cdot I_L \quad (2.15-21)$$

im z-Bereich

$$U_L = \frac{z-1}{z+1} \cdot L \cdot I_L \quad (2.15-22)$$

und nach einer Umformung

$$z(U_L - L \cdot I_L) = -(U_L + L \cdot I_L) \quad (2.15-23)$$

Mit den Gl. (2.15-10/11) * entsteht die Wellendigitalform

$$b_L = -z^{-1} \cdot a_L \quad (2.15-24)$$

Eine Induktivität des Referenzfilters tritt im Wellendigitalfilter als invertierender Verzögerer auf (Bild 2.15-14b).

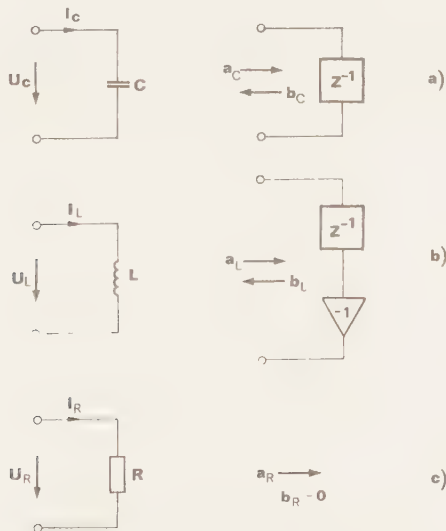


Bild 2.15-14. Übertragung von a) C-, b) L- und c) R-Eintoren in Wellendigitalschaltungen

* Der Bezugswiderstand des Eintors besitze die Größe L .

Schließlich führt die Übertragung eines ohmschen Widerstands R (Bild 2.15-14c) mit

$$U_R = R \cdot I_R \quad (2.15-25)$$

zu

$$b_R = U_R - R \cdot I_R = 0 \quad , \quad (2.15-26)$$

also

$$b_R = 0 \quad (2.15-27)$$

Adaptoren

Die Übertragung der Verbindungsstruktur des Referenzfilters in WDF-Schaltungen führt zu *Zweitor-, Dreitor-Parallel und Dreitor-Serien-Adaptoren*. Bild 2.15-15 verdeutlicht dies am Beispiel eines einfachen LC-Referenzfilters.

Der Entwurf von Adaptorschaltungen soll an Hand eines Zweitor-Parallel-Adaptors betrachtet werden. Für die Parallelschaltung der beiden Eintore in Bild 2.15-16a (Bezugswiderstände R_1 , R_2) gelten die KIRCHHOFFSchen Gesetze

$$U_1 = U_2 \quad , \quad (2.15-28)$$

$$I_1 = -I_2 \quad . \quad (2.15-29)$$

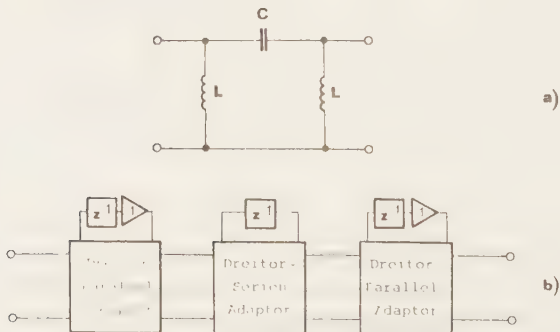


Bild 2.15-15. a) LC-Referenz-Filter, b) Blockschaltung des Wellendigitalfilters

Mit den Relationen Gln. (2.15-12/13) folgt:

$$\frac{a_1 + b_1}{2} = \frac{a_2 + b_2}{2} \quad , \quad (2.15-30)$$

$$\frac{a_1 - b_1}{2R_1} = - \frac{a_2 - b_2}{2R_2} \quad . \quad (2.15-31)$$

Die Auflösung dieser Beziehungen nach den rücklaufenden Spannungswellen führt zu

$$b_1 = a_2 + \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} (a_2 - a_1) \quad , \quad (2.15-32)$$

$$b_2 = a_1 + \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} (a_2 - a_1) \quad . \quad (2.15-33)$$

Dieses Gleichungssystem kann unmittelbar durch ein Zweitor mit drei Addierern und einem Koeffizientenmultiplizierer realisiert werden (Bild 2.15-16b).

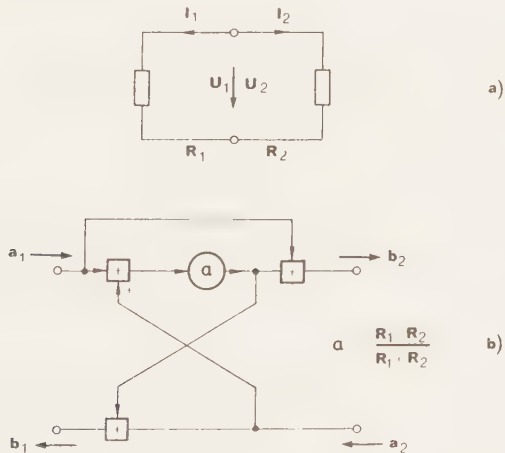


Bild 2.15-16. Zweitor-Adaptor: a) Eintor-Parallelschaltung, b) Zweitor-Parallel-Adaptor

In gleicher Weise können Dreitor-Adaptoren hergeleitet werden. Während Bild 2.15-17 das Symbol und die Blockschaltung eines Dreitor-Parallel-Adaptors enthält, zeigt Bild 2.17-18 einen Dreitor-Serien-Adaptor [44]. In der Arbeit [45] ist ein ausführliches Berechnungsbeispiel mit einem Referenz-Bandpaß 10. Grades zusammengestellt.

Bezüglich des WDF-Entwurfs durch direkte Teilvierpolsynthese sei auf die Arbeiten [32, 46] verwiesen.

Abschließend sei mit Bild 2.15-19 die Umsetzung eines LC-Referenz-Tiefpasses in eine Wellendigitalfilter-Struktur nach dem FETTWEIS-Konzept verdeutlicht. Hier sind die Adaptoren A_2 , A_5 , A_8 Serien-Adaptoren, die restlichen Parallel-Adaptoren.

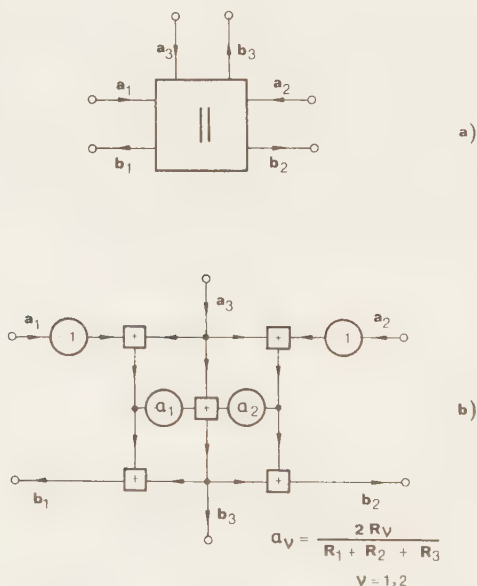


Bild 2.15-17. Dreitor-Parallel-Adaptor: a) Symbol, b) Realisierung

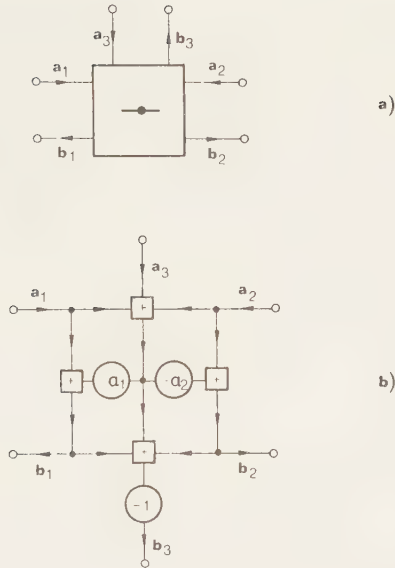


Bild 2.15-18. Dreitor-Serien-Adaptor: a) Symbol, b) Realisierung

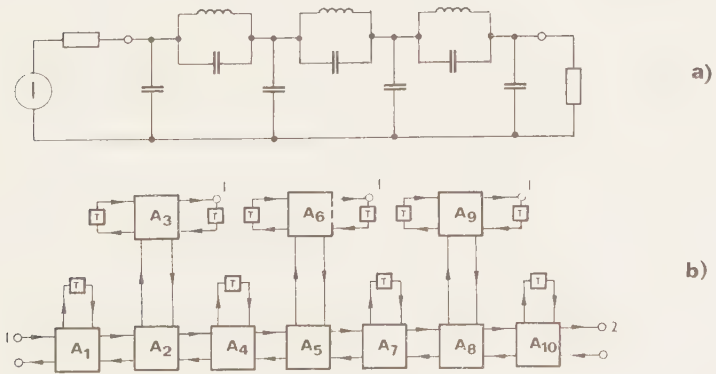


Bild 2.15-19. Ein weiteres Beispiel zur Referenzfilter-Übersetzung:

a) LC-Referenz-Tiefpaß

b) Wellendigital-Netzwerk nach dem FETTWEIS-Konzept

d) *Einige Hardware-Aspekte*

WDF-Filter können mit guten Stabilitätseigenschaften realisiert werden. Bei günstiger Verwendung einer Sägezahnüberlauf-Kennlinie (Zweierkomplement-Arithmetik) klingen bei fehlendem Eingangssignal Überlaufschwingungen prinzipiell ab [36]. Die Verwendung der Sättigungslinie beim Überlauf führt ebenfalls zum Abklingen von durch Überlauf angeregten Schwingungen, sobald das Eingangssignal wieder auf den erlaubten Bereich reduziert ist [37].

Im WDF wird das Rechenwerk aus Adaptoren gebildet, die aus Addierern, Invertern und Multiplizierern bestehen. WDF können in *ungetakteter* Parallelarithmetik oder in Serienarithmetik realisiert werden [29].

2.15.3 Störeinflüsse in Digitalfiltern

Die Diskontinuität digitaler Filter führt zu spezifischen Störeinflüssen. Die wichtigsten sind im weiteren zusammengefaßt:

- *Nichtlinearität und Stabilitätsprobleme* durch die *begrenzte Wortlänge* der Zustandsvariablen.
- *Quantisierung und Begrenzung* der Koeffizienten beeinflusst die Filtercharakteristiken (z.B. Verletzung des Toleranzschemas für den Frequenzgang) und die Stabilität.
- *Überlaufinstabilität*.
- *Grenzzyklen*: Quantisierungs- und Rundungsfehler (Wortlängenverkürzung nach Multiplikationen) verursachen ein Störsignal, dessen periodischer Anteil als Grenzschwingung (*Grenzzzyklus*) bezeichnet wird. Grenzzyklen treten insbesondere bei verschwindendem Eingangssignal oder bei deterministischer (konstanter oder periodischer) Erregung auf.
- *Quantisierungsrauschen* (rauschartige Störung durch die Begrenzung der Wortlänge bei der Erregung eines Digitalfilters mit einem stochastischen Signal).

Vielfältige Details zu den Störeinflüssen in Digitalfiltern können den Arbeiten [3,4,6,9,10] entnommen werden.

2.15.4 Bemerkungen zu Hybridfiltern

In Hybridfiltern erfolgt die Signalspeicherung *digital* und die Signalverarbeitung *analog*. Zur digitalen Speicherung werden Schieberegister verwendet. Addition und Multiplikation kann von Operationsverstärkerschaltungen ausgeführt werden. Die Bedeutung der Hybridfilter lag in der Aufwandsminderung gegenüber rein digitalen Systemen. Die elektronische Großintegration mit der erheblichen Verbilligung der Bauelemente hat diese Vorteile der Zeit um 1960 aufgehoben. Berichte über Hybridfilter finden sich in den Arbeiten.[38-40].

2.15.5 Schrifttum zu digitalen Filtern

- [1] Schüsler, W.: Über Eigenschaften und Entwurf digitaler Filter. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 25. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1976.
- [2] Kuntz, W.; Schüsler, W.; Winkelkemper, W.: Untersuchungen über Eigenschaften, Entwurf und Realisierung digitaler Filter. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 10. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1969.
- [3] Heute, U.: Über Realisierungsprobleme bei nichtrekursiven Digitalfiltern. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 20. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1975.
- [4] Büttner, M.: Untersuchungen über Grenzzyklen in digitalen Filtern. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 27. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1977.
- [5] Renn, H.-P.: Untersuchungen über Zeitbereichsverfahren zur digitalen Simulation von linearen zeitinvarianten Systemen. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 26. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1976.
- [6] [2.13/8].
- [7] Hamming, R.W.: Digital Filters. Prentice-Hall, New Jersey 1977.
- [8] Blinichoff, H.J.; Zverev, A.I.: Filtering in the Time and Frequency Domains. J. Wiley & Sons, New York 1976.

- [9] Büttner, M.; Eckhardt, B.; Oetken, G.: Meßtechnik in der seriellen digitalen Signalverarbeitung. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 22. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1976.
- [10] Avenhaus, E.: Zum Entwurf digitaler Filter mit minimaler Speicherwortlänge für Koeffizienten und Zustandsgrößen. Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 13. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen 1971.
- [11] Oppenheim, A.V.: Applications of Digital Signal Processing. Prentice-Hall, New Jersey 1978.
- [12] Oppenheim, A.V.; Schaffer, R.W.: Digital Signal Processing. Prentice-Hall, New Jersey 1975.
- [13] IEEE Press: Selected Papers in Digital Signal Processing, II. IEEE Press, New York 1976.
- [14] IEEE Press: Literature in Digital Signal Processing. IEEE Press, New York 1975.
- [15] Heute, U.: Persönliche Korrespondenz. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen-Nürnberg.
- [16] Peled, A.; Lin, B.: A new hardware realization of digital filters. Transact. IEEE ASSP-22, 1974, S. 456-462.
- [17] Fettweis, A.: Entwurf von Digitalfiltern in Anlehnung an Verfahren der klassischen Netzwerktheorie. NTG-Fachtagung, "Analyse und Synthese von Netzwerken", Stuttgart 1970, S. 17-20.
- [18] Fettweis, A.: Digital Filter Structures Related to Classical Filter Networks. AEÜ, Bd. 25, 1971, S. 79-89.
- [19] Lüder, E.; Haug, K.: Calculation of all equivalent and canonic 2nd order digital filter structures. IEEE ICASSP 1978, New York.
- [20] Lüder, E.; Lanfer, H.: Equivalent sampled data filter structures and some of their properties. IEEE ISCAS 1978, New York.
- [21] Schüßler, W.: On Structures for Nonrecursive Digital Filters. AEÜ, Bd. 26, 1972, S. 255-258.
- [22] Gensel, J.: Eine neue Struktur für Digitalfilter mit niedrigen Koeffizienten-Empfindlichkeiten. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 4, S. 137-139.

- [23] Ermisch, R.; Last, K.-P.; Unger, H.: Untersuchungen von digitalen Abzweigstrukturen mit Integratoren. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 28, 1978, H. 9, S. 384-386.
- [24] Wegener, W.: On the Design of Wave Digital Lattice Filters with short Coefficient Word Lengths and Optimal Dynamic Range. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 12, S. 1091-1098.
- [25] Sedlmeyer, A.; Fettweis, A.: Digital Filters with True Ladder Configuration. Int. Journ. Circ. Theory & Applic., Bd. 1, 1973, S. 5-10.
- [26] Eswaran, C.: On Adaptors for Generalized Wave Digital Filters. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 10, S. 384-388.
- [27] Eswaran, C.; Fettweis, A.: Realization of Generalized Wave Digital Filters Using Adaptors. AEÜ, Bd. 32, 1978, H. 7, S. 285-295.
- [28] Wegener, W.: Wave Digital Directional Filters with Reduced Number of Multipliers and Adders. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 6, S. 239-243.
- [29] Lennarz, P.: Hardware-Realisation von Wellendigitalfiltern. Frequenz, Bd. 32, 1978, H. 9, S. 256-261.
- [30] Ahmad, M.O.; et al.: Ladder Realization of a Class of Two-dimensional Voltage Transfer Functions with Application to Wave Digital Filters. AEÜ, Bd. 33, 1979, H. 2, S. 81-85.
- [31] Lücker, R.: Synthese von Wellendigitalfiltern durch schrittweise Matrixerweiterung. NTZ-Forschungsdienst 3/78.
- [32] Lawson, S.S.; Constantinides, A.G.: A Method for Deriving Digital Structures from Classical Filter Networks. Proc. 1975, IEEE Int. Symp. Circ. & Syst., Boston, S. 170-173.
- [33] Chao, C.L.; Chi, B.C.: A General Realization Method for Digital Filters. Proc. 1976, IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, Philadelphia, S. 521-524.
- [34] Lücker, R.: Analyse und strukturunabhängige Synthese zeitdiskreter Netzwerke. Dissertation, Darmstadt 1977.
- [35] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Berlin 1979, (S. 77-80).
- [36] Fettweis, A.; Meerköter, K.: Suppression of parasitic oscillations in wave digital filters. Proc. 1974, Int. Symp. Circ. & Syst., San Francisco, S. 682-686.

- [37] Claassen, T.A.C.M.; Mecklenbräukler, W.F.G.; Peek, J.B.H.: On the stability of the forced response of digital filters with overflow nonlinearities. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-22, 1975, H. 8, S. 692-696.
- [38] Zelzer, H.: Probleme bei der Realisierung von Hybridfiltern. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 23, 1973, H. 4, S. 155-157.
- [39] Rader, C.M.: On digital filtering. IEEE Trans. AU-16, 1968, H. 3, S. 303-314.
- [40] Snolow, W.B.: Rechenwandler mit digital gesteuerten Widerstandsnetzwerken. VEB-Verlag Technik, Berlin 1964.
- [41] Intel Corp., Santa Clara, California: PCM Line Filters 2912.
- [42] Schmidt, L.A.: Designing Programmable Digital Filters for LSI-Implementation. Hewlett Packard Journal, Sept. 1978, S. 15-23 (ohne A/D-D/A-Wandler auf dem Chip).
- [43] TRW-Datenblatt: TRW Multiplier-Accumulator Parallel 8 bit TDC 1008 J, TRW LSI Products.
- [44] Fettweis, A.; Meerkötter, K.: On Adaptors for Wave Digital Filters. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Proc., Vol. ASSP-23, 1975, H.6, S. 516-525.
- [45] Sedlmeyer, A.: Berechnung von Wellendigitalfiltern mittels Filterkatalog. NTZ, Bd. 27, 1974, S. 302-304.
- [46] Constantinides, A.G.: Alternative Approach to Design of Wave Digital Filters. Electronics Letters, Bd. 10, 1974, S. 59-60.

3. Technologien im Vergleich

*"Si parva licet
componere magnis."*

Publius Vergilius Maro:
"Georgica", 29 v. Chr. *

Dieser Beitrag versucht, die Filtertechniken des Abschnitts 2 vergleichend gegenüberzustellen. Die Betrachtungen orientieren sich an Bild 1.5 aus Kapitel 1. Eine Reihe von spezifischen Eigenschaften wurde schon in Abschn. 2 dokumentiert. Selbstverständlich sind in den unterschiedlichen Technologien jeweils nur bestimmte Vergleichskriterien anwendbar. So können beispielsweise die Empfindlichkeit und Versorgungsleistung nur sinnvoll mit Realisierungen innerhalb einer Filtertechnologie oder mit eng verwandten verglichen werden. Der Leistungsbedarf von RC-aktiven oder digitalen Filtern kann, um zwei Beispiele zu nennen, zwischen 100 nW und einigen Watt liegen. Sinnvoll erscheint hier nur ein Vergleich einer *speziellen* Realisierung in verschiedenen Technologien (z.B. ein PCM-Tiefpaß). Alle verwendeten Daten stammen entweder von eigenen Messungen, Fachgesprächen oder soweit nicht speziell zitiert aus dem Schrifttum der Abschnitte 1,2,4 und 5.

3.1 Frequenzgrenzen

Ein erster Technologievergleich betrachtet die *möglichen* Frequenzgrenzen (Bild 3-1). Das Gebiet der Endpunkte erfordert im

* Publius Vergilius Maro: Georgica. IV, S. 176 (auch [1]).
Übertragung: "Wenn man Kleines mit Großem vergleichen darf."

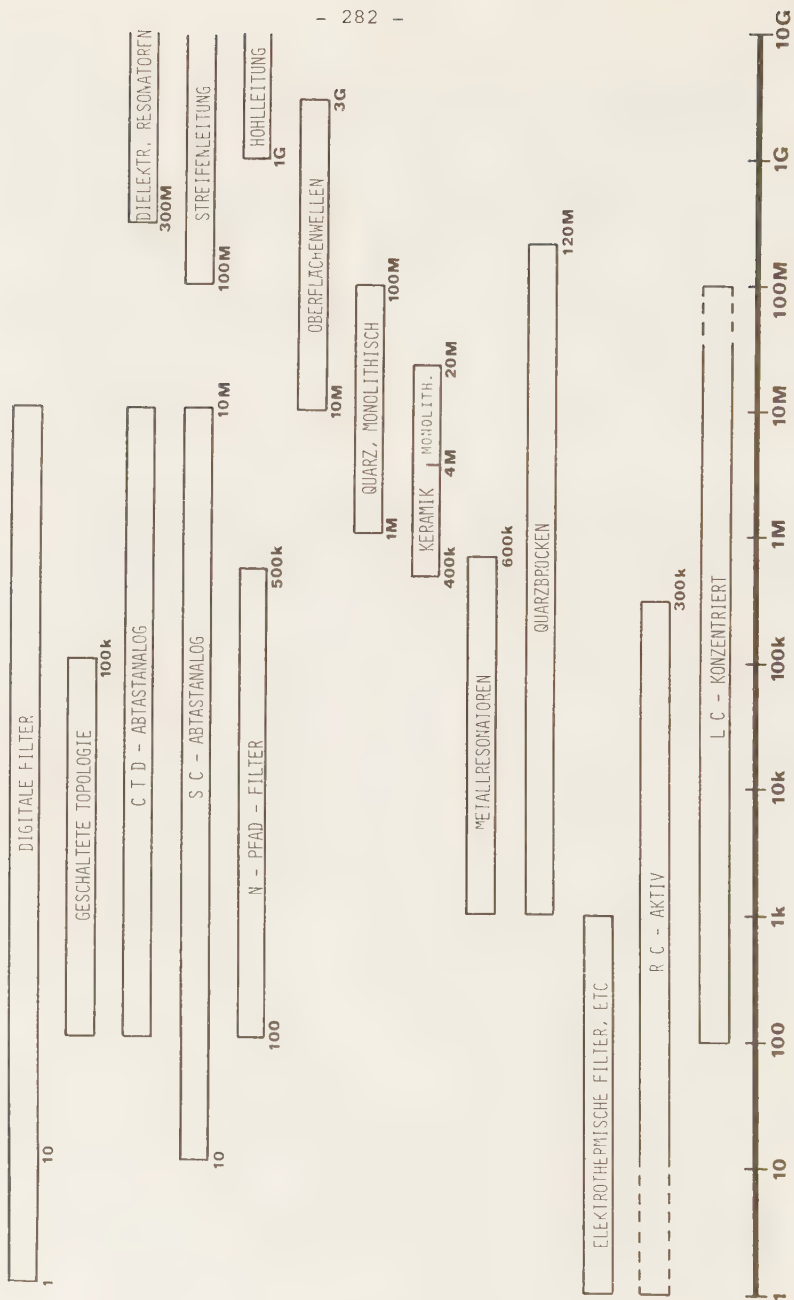


Bild 3-1. Überblick der Frequenzgrenzen

allgemeinen besondere Aufwendungen. Bei einigen Techniken wird die Ursache der Frequenzgrenzen kurz rekapituliert.

- *LC-konzentriert*, (100-100 M)Hz: Die untere Frequenzgrenze f_u resultiert aus dem Volumen der Bauelemente und dem Verhalten der Induktivitäten. Die obere Grenze f_o folgt aus dem Übergang zu verteilten Parametern.
- *RC-aktiv*, (1-300 k)Hz: Beim Aufbau mit konzentrierten (diskreten) Elementen sind hier mHz-Realisierungen bekannt [2]. Die Grenze f_o wird dominierend von den Operationsverstärkern und parasitären Effekten hervorgerufen.
- *Elektrothermische Filter*, (1-1k)Hz: Die Frequenz f_u kann im mHz-Bereich liegen. Die Trägheit der Temperatúrausbreitung führt zu f_o .
- *Quarzbrücken*, (1 k - 120 M)Hz: f_u resultiert aus dem zunehmenden Schwingervolumen, f_o folgt durch technologische Schwierigkeiten bei sinkender Baugröße (Halterungsprobleme, Schwingungsformen, Oberwellen).
- *Metallresonatoren*, (1-600)kHz: f_u und f_o ergeben sich aus maximaler und minimaler Baugröße.
- *Keramikfilter*: Einzelschwinger (400 k - 4 M)Hz, monolithische Filter (4 - 20)MHz.
- *Monolithische Quarzfilter*, (1 - 100)MHz.
- *Oberflächenwellenfilter*, (10 M - 3 G)Hz.
- *Hohlleitung*, ≥ 1 GHz.
- *Streifenleitungen*, ≥ 100 MHz.
- *Filter aus dielektrischen Resonatoren*, ≥ 300 MHz.
- *N-Pfad-Technik*, (100 - 500 k)Hz.
- *Switched-Capacitor-Filter*, (10 - 10 M)Hz: f_u resultiert dominierend von den Kondensatoreigenschaften, f_o durch die Operationsverstärker, Kapazitäten und parasitären Effekte.
- *Charge-Transfer-Devices-Filter*, (100 - 10 M)Hz: f_u folgt durch Dunkelstromanteile und Entladevorgänge; f_o durch ϵ -Frequenzabhängigkeit (Transferverluste), parasitäre Effekte, Takteinkopplungen, Schaltereigenschaften.
- *Geschaltete Topologie*, (100 - 100 k)Hz [3-6].
- *Digitale Filter*, (1 - 10 M)Hz: f_o ergibt sich durch die

Technologie der verwendeten digitalen Bausteine. Die Grenze von 10 MHz erfordert eine Abtastfrequenz > 20 MHz und kann nur in ECL-Technik mit aktuellen Parallelmultiplizierern erreicht werden.

3.2 Die relative Bandbreite

In Bild 3-2 sind die wichtigsten Filtertechnologien bezüglich der möglichen relativen Bandbreite

$$\frac{B}{\%} = \frac{\Delta f}{f_m} \cdot 100\% \quad (3-1)$$

zusammengestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind einige Filtertechniken nicht eingetragen. Diese Untersuchungen zur Güte ermöglichen die folgenden Angaben:

- LC-konzentriert: (0,5 - 10)%.
- Quarzbrücken: (0,05 - 3)%.
- Monolithische Quarzfilter: (0,01 - 0,1)%.
- Keramische Filter: (0,5 - 1,2)%.
- Oberflächenwellen-Filter: (2 - 30)%, OFW-Filter erweisen sich hiermit als breitbandige Elemente.
- Hohlleitung: (0,02 - 100)%.
- Streifenleitung: (4 - 100)%.
- Metallresonator-Filter: (0,1 - 30)%, beschrieben durch das kreisförmige Gebiet in Bild 3-2.
- Elektrothermische Filter: (7 - 10)%.
- RC-aktiv: (0,1 - 100)%.
- Abtastanalog: (0,07 - 30)%. Hier sind enthalten: CTD, SC und N-Pfad, wobei die N-Pfad-Technik im unteren Bereich des Ellipsengebiets zu finden ist. In Grenzfällen können N-Pfad-Filter bis $B \geq 0,01\%$ realisiert werden, sie repräsentieren damit extrem schmalbandige Systeme [7].
- Digitale Filter: (0,05 - 30)%, ähnlich dem Abtastanalogbereich [8,9].

3.3 Ein Vergleich der Toleranzempfindlichkeit von LC- und verschiedenen aktiven RC-Filtern

Zum Problem der Empfindlichkeit von LC- und RC-aktiven Filtern

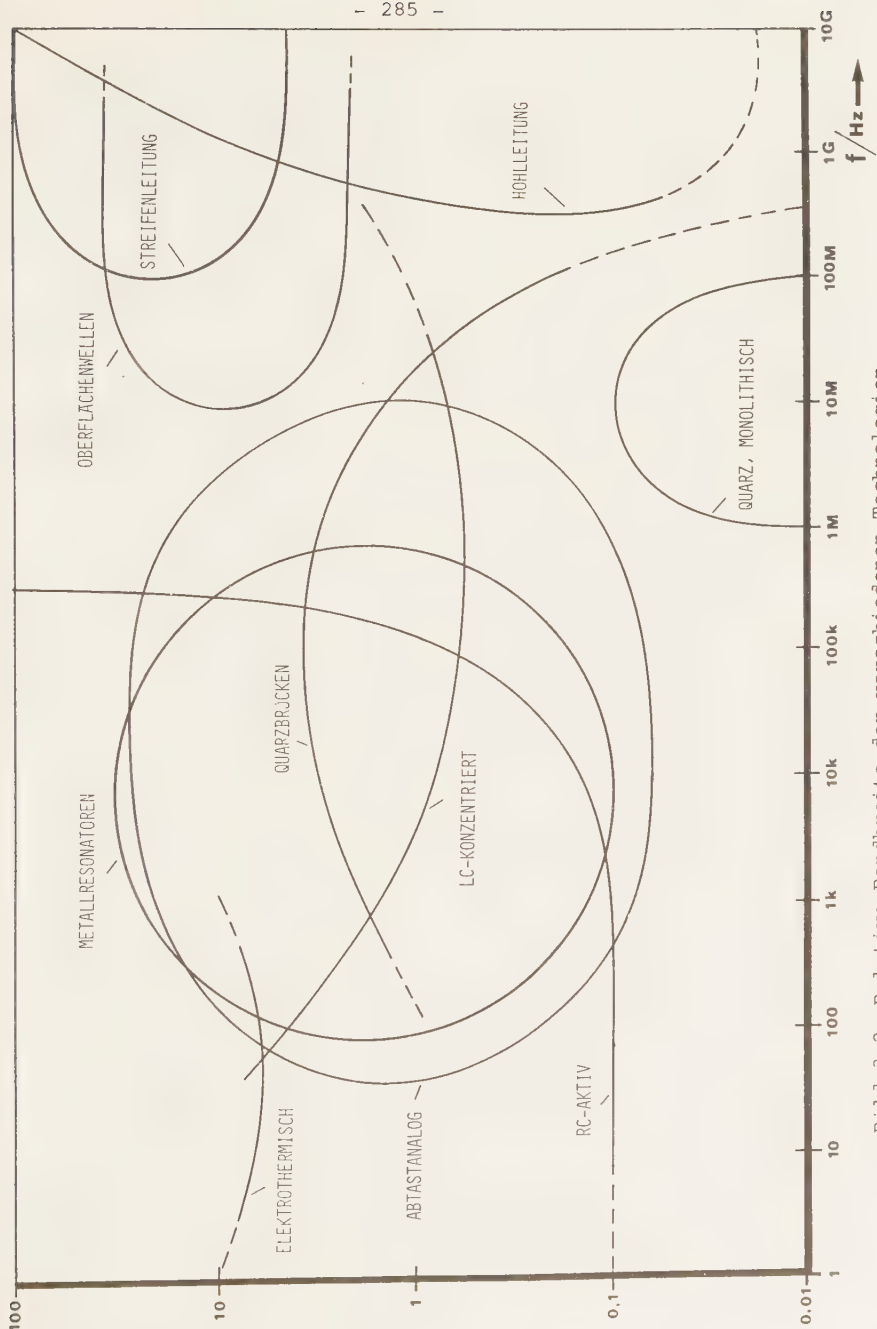


Bild 3-2. Relative Bandbreite der verschiedenen Technologien

können in besonderer Weise die Beiträge [11-13] genannt werden. In Anlehnung an diese Arbeiten soll hier nach einigen Vorbemerkungen ein PCM-Sprachkanal-Tiefpaß 7. Grades hinsichtlich der Toleranzempfindlichkeit in verschiedenen Technologien betrachtet werden.

Die Polkoordinaten von LC-Filtern sind gemäß den Hinweisen im Abschn. 2 relativ unempfindlich. Im Gegensatz hierzu zeigt ein wesentlicher Teil RC-aktiver Filter erhebliche Toleranzempfindlichkeit. In *Inversionsstrukturen* entsteht aus einem *empfindlichen* komplexen RC-Nullstellenpaar p_{0v} ein komplexes Polpaar $p_{\infty v}$. Damit besitzen auch die Pole $p_{\infty v}$ *hohe Empfindlichkeit*. Die Unempfindlichkeit der Nullstellen *minimalphasiger* Netzwerke kann hier nur selten genutzt werden, nachdem in diesen Fällen extreme Bauelementeverhältnisse und hohe Verstärkung erforderlich werden. In der LINVILL-Struktur und den damit verbundenen Modifizierungen tritt im Nenner der Übertragungsfunktion $H(p)$ eine Impedanzdifferenz auf (Differenzen von RC-2-Tor-Elementen). Der *Entdämpfungsvorgang* mittels des Negativ-Impedanz-Konverters führt zu den im Vergleich höchsten Empfindlichkeitswerten und hiermit zu den *engsten* Toleranzforderungen. Auch in den Schaltungen der SALLEN & KEY-Struktur entstehen Nennerdifferenzen in $H(p)$. Für Polgüten $Q_p > 5$ resultieren auch hier durch das *Entdämpfungsprinzip* große Empfindlichkeiten. Für einige Realisierungen aktiver RC-Filter kann die Empfindlichkeit durch die Kaskadierung von Teilfunktionen höchstens 2. Grades verringert werden. Die Zerlegung verbessert allerdings die Empfindlichkeit der Simulations-RC-Filter (Gyrator-C, CS, LS) entsprechend ihren erhaltenen LC-Eigenschaften nicht [14,15]. Gyrator-C-Filter erfordern in den Simulationsnetzwerken nur RC-Schaltungen 1. Grades. Zusammen mit den günstigen Empfindlichkeits-Eigenschaften der Reaktanz-Abzweigschaltungen resultieren für Gyrator-C-Filter annähernd LC-Toleranzforderungen. Nicht unproblematisch erweisen sich die analogen integrierten Gyrator-Realisierungen, die relativ hohen Bauelementeaufwand erfordern [16]. Die Verfahren zur Simulation *analoger Signalflußgraphen* (Analogrechsaltungen, Zustandsfilter) besitzen auf Grund der LC-Nachbildung eben-

falls geringe Empfindlichkeit, allerdings bedingen die zur Pol-
erzeugung vorhandenen Rückkoppelschleifen Stabilitätsprobleme
bei Bauelementeabweichungen. In Tabelle 3-1 sind sechs Realisie-
rungen RC-aktiver Filter mit den LC-Kettenschaltungen bezüglich
der jeweils erforderlichen *engsten* Bauelementetoleranz zusammen-
gestellt und verglichen [11-16]. Für diesen Toleranzvergleich
wurde ein PCM-Sprachkanaltiefpaß 7. Grades verwendet. Die Rea-
lisierungen 1 bis 4 (LINVILL, YANAGISAWA, SALLEN & KEY, Ana-
logrechner) verwenden kaskadierte Grundstrukturen maximal
2. Grades. Die Empfindlichkeitserhöhung um etwa eine Größen-
ordnung beim Einsatz von Trennverstärkern in der Gyrator-C-
Methode (Kaskadenstruktur) besitzt die folgenden Ursachen:

- Die Trennstufen besitzen eigene Toleranzempfindlichkeit.
- Teil-2-Tore sind häufig besser anpaßbar.
- Falls eine Anpassung möglich ist, kann sie im allgemeinen
nur für ein schmales Frequenzintervall erfolgen.

Nr.	Realisierungs- verfahren	Engste erforderliche Bauelementetoleranz in %
1	LINVILL (NIC)	0,004
2	YANAGISAWA (NIC)	0,01
3	SALLEN & KEY	0,025
4	Analogrechner	0,07
5	Gyrator-C mit Trennstufen	0,07
6	Gyrator-C ohne Trennstufen	0,6
7	LC	0,6...1,0

Tabelle 3-1. Ein Vergleich von sechs RC-aktiven
Realisierungsverfahren mit LC-Kettenschaltungen

3.4 Chipflächenbedarf eines PCM-Tiefpasses in den Technologien CTD, SC, DIGITAL und RC-AKTIV

Die drei monolithisch integrierbaren Filtertechniken CTD, SC,
DIGITAL und die hybrid integrierbare RC-AKTIV-Technologie
sollen am Beispiel eines PCM-Sprachkanal-Tiefpasses hinsicht-

lich ihres Flächenbedarf verglichen werden. Diese Betrachtungen folgen einer Darstellung in [10], allerdings sind durch eigene Flächenberechnungen Ergänzungen enthalten. So enthält beispielsweise die Flächenangabe für ein CTD-Filter auch die Taktreiberstufen. Für diese Zusammenstellung wird eine $2\text{ }\mu\text{m}$ -VLSI-Struktur vorausgesetzt. Der betrachtete PCM-Tiefpaß enthält keine 50 Hz-Unterdrückung. In Tabelle 3-2 sind die genannten Filterrealisierungen gegenübergestellt. Erwähnt sei, daß der Flächenvorteil der CCD-Filter durch den Einsatz dynamischer CMOS-Operationsverstärker aufgehoben werden kann.

Filterrealisierung	Flächenbedarf	Anmerkungen
CTD-Technik	$\approx 1\text{ mm}^2$	50 Stufen, 4 Phasen, Elektrodenlänge $100\text{ }\mu\text{m}$, $0,15\text{ mm}^2$ pro Operationsverstärker, Doppel-Poly-Si-Gate
Switched-Capacitor-Filter	$1,5\text{ mm}^2$ *	Flächenkapazität 500 pF/mm^2 , $C_{\min} = 1\text{ pF}$, $0,35\text{ mm}^2$ pro Operationsverstärker
Digitales Filter mit konzentrierter Arithmetik	13 mm^2 bei Multiplexbetrieb: $4,6\text{ mm}^2$	$0,5\text{ mm}^2$ pro 12×12 Bit-Multiplizierer, entsprechende Reduzierung bei Multiplexbetrieb für die Multiplizierer
Digitales Filter mit verteilter Arithmetik	$\approx 1,2\text{ mm}^2$	$0,016\text{ mm}^2$ pro ROM mit 384 Bit
RC-aktives Filter in Dünnschichttechnik auf einem Si-Chip	$8,5\text{ mm}^2$	7 mm^2 für RC-Leitung in Dünnschichttechnik mit $7\text{ }\mu\text{m}$ -Strukturen, 1 Doppeloperationsverstärker

Tabelle 3-2. Ein Vergleich des Flächenbedarfs für einen PCM-Sprachkanaltiefpaß in verschiedenen Filtertechnologien. Vorausgesetzt sind $2\text{ }\mu\text{m}$ -Strukturen. * Durch die Verwendung von dynamischen CMOS-Operationsverstärkern kann die Chipfläche weiter reduziert werden

3.5 Ein Vergleich der SC-, CTD- und RC-AKTIV-Technologie

In diesem Abschnitt sollen einige weitere Vergleichskriterien näher betrachtet und zusammengestellt werden. Schwerpunktmäßig folgen zunächst einige Anmerkungen zum Problem des Rauschens und der Störgrößen.

3.5.1 Rauschen in aktiven RC-Filtern

Für einen optimalen Signal-Rauschabstand sind Rauschuntersuchun-

gen für RC-aktive Filter von besonderer Wichtigkeit. Beispiele bilden die Arbeiten [19-26]. In RC-aktiven Filtern dominieren zwei Rauschquellen: Thermisches Widerstandsrauschen und das Verstärkerrauschen (thermisch, Flicker, Burst) [19,22]. In allen RC-Filterrealisierungen sind die Rauschbeiträge sämtlicher Rauschquellen zum Ausgangssignal von der Güte Q abhängig. Ein ausführlicher Vergleich der Konverter-, Integrator- und Kaskadenschaltungen bezüglich der Rauschanteile findet sich in [21]. Beispielsweise zeigt sich ein ungünstiges Verhalten von angefachten Strukturen für Güten $Q < 5$. Die Frequenzabhängigkeit der Rauschanteile in den unterschiedlichen RC-Realisierungen kann der Arbeit [20] entnommen werden. Tabelle 3-3a dokumentiert für Konverter-, Integrator- und Kaskadentechnik-Filter die wesentlichen Rauschdaten und einen Vergleich der Versorgungsleistungen. Die untersuchten Filter waren in diskreter Technik realisiert [20].

Filterrealisierung	Konverter	Integrator	Kaskaden
Operationsverstärkeranzahl	6	4	2
Anzahl der Widerstände	15	17	9
Anzahl der Kondensatoren	5	8	5
Versorgungsleistung in mW	810	420	140
Rauschgangsspannung bei 1,7 kHz Kanalbreite in μ W	1,75	3,19	4,3
Signal-Rausch-Abstand in dB	97,7	83	79,9
Geräuschleistung in pW	0,17	5,07	10,2

Tabelle 3-3a. Ein Vergleich der Rauscheigenschaften und der Versorgungsleistung für drei aktive RC-Realisierungen

Der Signal-Rauschabstand kann insbesondere durch die folgenden Entwurfsaspekte optimiert werden [19,22]:

- Polgüteanfachung
- Wahl eines niedrigen Impedanzniveaus

- Pol-Nullstellenzuordnung und Reihenfolge der Funktionsblöcke in der Kaskadentechnik
- rauscharme Eingangsstufen

Hinweise zur rechnergestützten Rauschoptimierung und Rauschanalyse können der Arbeit [27] entnommen werden.

3.5.2 Rauschen und Störgrößen in CTD-Filtern

Das Rauschen im CCD-Kanal setzt sich im wesentlichen aus vier Rauschquellen zusammen [28,29]:

- Eingangsrauschen (input noise),
- Dunkelstromrauschen (dark current noise),
- Anlagerungsrauschen (interface state frapping noise),
- Rauschen auf den Taktleitungen (clock line reset noise).

Im Hinblick auf einen optimalen Dynamikbereich und die daraus resultierenden Forderungen an periphere Schaltungen (Differenzverstärker, Abtast-Halteglied) muß das CCD-Rauschen quantitativ erfaßt werden. Für weitere Informationen hierzu seien die Arbeiten [18,28-33] genannt. Die Größenordnung der vier genannten Rauschspannungen zeigt Tabelle 3-3. Diese Werte führen bei einer maximalen Ausgangsspannung von $U_{ass} = 5 \text{ V}$ zu einem theoretischen Dynamikbereich von 98 dB.

Rauschquellen	Wert/ μV
Eingang	7,8
Dunkelstrom	1,2
Anlagerung	46
Taktleitungen	42

Tabelle 3-3. Rauschspannungen
in einem 500-Stufen-CCD-Band-
paßfilter [18]

Die Linearität eines CCD-Filters hängt von einer linearen Beziehung zwischen der Eingangsspannung und dem Oberflächenpotential [34] ab. Das Oberflächenpotential unter den CCD-Elektroden ist in nicht linearer Weise mit den freien Elektronenladungen im CCD verknüpft. Die Ursache liegt in der nichtlinearen Sperrschichtkapazität (depletion layer Capacitance) des Substrats [35]. Die Linearität des Filters kann wesentlich durch die Eingabeme-

thode der Signalladungen beeinflusst werden. Für Spalt-Elektroden-CCD-Filter eignet sich die "Diode Cutoff"-Technik [36] besonders gut. Die erreichbare Linearität übertrifft die Potentialausgleich-Methode [34]. Praktische CCD-Filter erreichen bei einer Stufenanzahl zwischen 500 und 800 eine Linearität von (60-70) dB, einen Signal-Rauschabstand von (60-70) dB und eine Sperrdämpfung von -50 dB bis -60 dB.

3.5.3 Rauschen und Störgrößen in SC-Filtern

Im weiteren sollen kurz und katalogartig Rausch- und Störgrößen in SC-Filtern klassifiziert werden. Die dominierenden Rauschquellen sind:

- Thermisches Rauschen (Kanalwiderstände der Feldeffekttransistor-Schalter, Operationsverstärker, [37]).
- Flicker-(1/f)-Rauschen (Mechanismen an Halbleiteroberflächen [38]).

Die wichtigsten Störeinflüsse durch die MOS-Kondensatoren sind [39]:

- Nichtlinearität
- Temperaturabhängigkeit
- Offsetströme (Leckströme durch das SiO_2 -Dielektrikum mit einer Dichte von ca. $15 \cdot 10^{-3} \text{ pA}/\mu\text{m}^2$).
- Begrenzte Genauigkeit der MOS-Kapazitätsverhältnisse ("undercut"-Effekte [39], Maskenungenauigkeit, Schwankung der SiO_2 -Dicke).
- Parasitäre MOS-Kapazitäten [40,41].

Die Feldeffekttransistor-Schalter führen zu folgenden Störgrößen:

- Takteinkopplungen (die Gate-Kanal-Kapazität führt zur Ladungsinjektion durch die Taktsignale).
- Parasitäre Substratkapazitäten
- Reale Abtastung (Kanalwiderstände führen zu einer Frequenzbegrenzung)
- Phasenverschiebungseffekte: In einer diskreten Integratorschaltung nach Bild 2.13-15 zeigt eine exakte Analyse einerseits eine Betragsverzerrung der Übertragungsfunktion, andererseits eine Phasenverschiebung mit $\varphi = -j\omega T_C/2$ [42]. Während die Betragsverzerrung durch bandbegrenzende Vorfil-

ter beliebig reduziert werden kann, bewirkt die Phasenverschiebung eine unerwünschte Resonanzüberhöhung und eine erhöhte Toleranzempfindlichkeit [43]. Das Problem kann durch drei Möglichkeiten gelöst werden:

- (i) Allpaßkorrektur,
- (ii) Verwenden von SC-Schaltern nach Bild 2.13-13 [40] oder
- (iii) "Proper Phasing". In bestimmten Topologien (z.B. in der Leapfrogtechnik) kann die Phasenkorrektur durch eine Inversion der Schalterphasenlage aufeinanderfolgender Blöcke ermöglicht werden (BRUTON 1975, [44]). Dieses Verfahren wird nach BRUTON "lossless digital integrator clocking" (LDI-clocking) oder "proper phasing" genannt, (vgl. auch Abschn. 3.6.1).

Weitere Störeinflüsse rühren von den Operationsverstärkern. In SC-Filtern sind von besonderer Bedeutung:

- Endliche Leerlaufverstärkung,
- endliche "slew rate" und
- Offsetvorgänge.

3.5.4 Vergleichsübersicht

In diesem Abschnitt sollen zwei vergleichende Tabellen betrachtet werden. Tabelle 3-4 enthält einen Vergleich RC-aktiver, CTD- und SC-Filter. Schließlich sind weitere Kenngrößen von CTD- und SC-Filtern in Tabelle 3-5 gegenübergestellt.

	Aktiv-RC: SALLEN & KEY	Aktiv-RC: Analogrechner	Aktiv-RC: Gyrator-C	Switched- Capacitor	CTD- Technik
TK-Wert der Polfrequenz	DOS: 40 ppm DIS: 80 ppm	DOS: 40 ppm DIS: 80 ppm	(30-50)ppm	(1-100)ppm	(1-1000)ppm
Dynamikbe- reich	(40-90)dB	(40-90)dB	70 dB	80 dB	(60-70)dB
Gesamt- rauschen	50 μ V	50 μ V	50 μ V	60 μ V	100 μ V
Leistungs- bedarf	30 mW Block 2.Grades	50 mW Block 2.Grades	30 mW Block 2.Grades	40 mW Block 2.Grades	100 mW Filter

Tabelle 3-4. Vergleichsübersicht einiger Eigenschaften von RC-aktiven, SC- und CTD-Filtern [17]
(DOS: Dünnschichttechnik-Realisierung, DIS: Dickschichttechnik-Realisierung)

	C T D	S C
Typisch erreichbare maximale Signalfrequenz f_g	5 MHz	500 kHz
Taktfrequenz f_c	$(10-20)f_g$	$(20-100)f_g$
Sperrdämpfung	$(50-70)$ dB	$(60-70)$ dB
Klirrdämpfung	50 dB	60 dB
Einfügdämpfung	≥ 5 dB	0 dB
Dynamikbereich	$(60-70)$ dB	80 dB
Chipfläche eines PCM-Tiefpasses	1 mm ²	1,5 mm ²

Tabelle 3-5. CTD- und SC-Technologie im Vergleich. Zur Vollständigkeit sind auch Dynamikbereich und die Chipfläche eines PCM-Tiefpasses noch einmal verzeichnet

3.6 Einige Vergleiche spezieller SC-Kenngrößen

3.6.1 Die Auswirkungen verschiedener Abbildungen am Beispiel eines Tiefpasses 1. Grades

Das Frequenzverhalten eines Tiefpasses 1. Grades in den drei Realisierungen:

- Kontinuierlicher Tiefpaß (ω_K -TP),
 - SC-Tiefpaß mit diskretem Integrator (DI-TP) und "proper phasing" (Leapfrog-Struktur nach Bild 2.13-31d) und
 - SC-Tiefpaß mit Spannungsumkehrschaltern (ψ - TP)
- soll an Hand von Bild 3-3 erläutert werden.

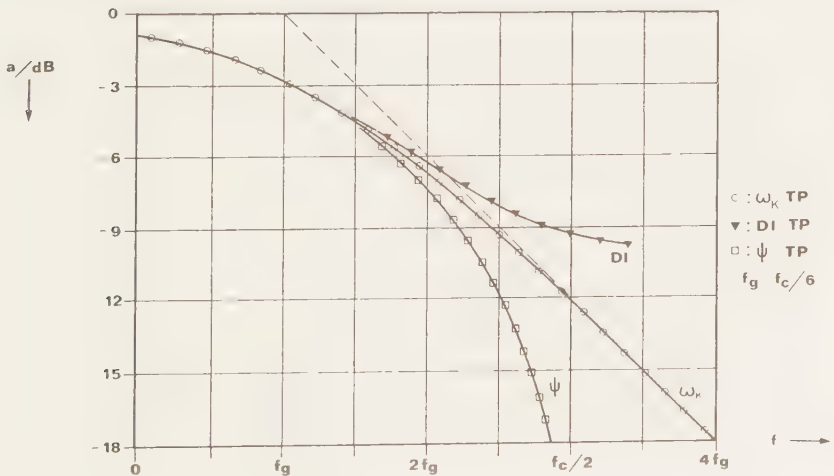


Bild 3-3. Das Frequenzverhalten verschiedener SC-Tiefpässe

Hier bestätigen sich die Aussagen im Abschn. 2.13 zum Frequenzverhalten der unterschiedlichen Syntheseverfahren. Man erkennt, daß an dem ψ - Tiefpaß nur die Forderung des Abtasttheorems zu stellen ist.

3.6.2 Zusammenstellung zu einigen SC-Syntheseverfahren

Die grundsätzlichen Eigenschaften und Unterschiede der wichtigsten SC-Techniken aus Kapitel 2.13 sind in Tabelle 3-6 zusammengestellt. Die Darstellung folgt in *Teilbereichen* einer Übersicht in [45].

Switched-Capacitor-Filter n-ter Ordnung	Simulation kontinuierlicher Signalflußgraphen diskrete Integratoren A: (2.13.3c,d)			Simulation RC-aktiver Filter mittels $f_B(z)$ A: (2.13.3h)	Simulation von LC-Filtern durch VIS- SC-Filter A: (2.13.3e)	SC-Filter mit DSFG- Elementen A: (2.13.3i)
Exakte oder näherungsweise Frequenztrans- formation	$\lambda_1 = z-1$	$\lambda_2 = \frac{z-1}{2z^{1/2}} = \sinh \frac{pT_c}{2}$	$\lambda_3 = \frac{z-1}{z+1}$	$\lambda_4 = \frac{z-1}{z+1}$	$\psi = \frac{z-1}{z+1} = \tanh \frac{pT_c}{2}$	Approximation in z
Operationsverstärkeranzahl $N_{\min}$	n	n	n	$\frac{n}{2}$	$\frac{n+1}{2} \quad \frac{n+1}{4}$	n
Taktphasen	2	2	2	2	6 8	2
Empfindlichkeit	groß	mittel	mittel	groß	groß klein	strukturabhängig
Kondensatorenanzahl	$(2-3)n$	$(2-3)n$	$(2-4)n$	$3n$	$1,5n$	$(5-6)n$
Kondensatorenverhältnisse	groß	mittel	klein	klein	mittel	mittel
Schalteranzahl	$\approx 4n$	$\approx 4n$	$\approx 8n$	$(3-4)n$	$1,5n$	$\approx 8n$

Tabelle 3-6. Ein Vergleich verschiedener Switched-Capacitor-Realisierungen n-ter Ordnung (A: Abschnitt)

3.6.3 Empfindlichkeitsvergleich

Die Angaben zur Empfindlichkeit in Tabelle 3-6 sollen hier für einige Realisierungen erweitert werden. In SC-Filtern mit Widerstandssimulation durch diskrete Integratorschaltungen (Abschn. 2.13.3c, d) fällt die Empfindlichkeit mit wachsendem

Frequenzverhältnis ν

$$\nu = \frac{\text{Taktfrequenz } f_c}{\text{Signalfrequenz } f_s} \quad . \quad (3-2)$$

Allerdings führt die Kaskadierung derartiger Filterblöcke 1. oder 2. Grades zu großen Empfindlichkeiten [41]. SC-Filter, die in der direkten Form der digitalen Filter realisiert sind, besitzen in mehrfacher Weise hohe Empfindlichkeit. Einerseits sind die direkten Formen prinzipiell empfindlich, andererseits nimmt die Empfindlichkeit hier mit *wachsendem* Frequenzverhältnis ν zu [41,46].

Die *günstigste* Empfindlichkeit besitzen die Leapfrogstrukturen aus Abschn. 2.13.3h. Die im aktiven Kettenleiter erhaltene LC-Struktur führt außerdem zu günstigem Dynamikbereich [43,45].

3.7 Anmerkung zu digitalen Filtern

Die sehr interessanten Empfindlichkeitseigenschaften digitaler Filter sollen hier aus Gründen einer sinnvollen Begrenzung nicht näher vorgestellt werden. Vielmehr soll ausgewählte Literatur Folgeinformationen ermöglichen. Die Empfindlichkeitseigenschaften rekursiver digitaler Filter sind ausführlich in der Arbeit [47] zusammengestellt und untersucht. Weitere Betrachtungen bietet der Beitrag [48]. Nichtrekursive Systeme, insbesondere die im Abschn. 2.15 erwähnten Interpolationsformen, sind gleichermaßen ausführlich in [49] bearbeitet.

3.8 Ein Vergleich der Eigenschaften verschiedener Oberflächenwellenfilter

Die im Abschn. 2.6 betrachteten interdigitalen Wandler besitzen den Nachteil hoher Einfügdämpfung (> 10 dB). Hier kann die Verwendung unidirektionaler *Dreiphasen-Wandler* eine Verbesserung ermöglichen. Die Elektrodenansteuerung erfolgt in diesen interdigitalen Wandlern mit jeweils 120° Phasenverschiebung. Tabelle 3-7 vergleicht eine *Spaltelektroden*-Realisierung mit einer derartigen *Dreiphasen*-Struktur [50,51].

	Spaltelektroden- Wandler	Dreiphasen- Wandler
Mittenfrequenzbereich	(30-1000)MHz	(30-400)MHz
typische Einfügungs- dämpfung	(12-20)dB	(2-3)dB
minimale Bandbreite	5%	2%
maximale Bandbreite	40%	20%
typische Sperr- dämpfung	(45-60)dB	(40-50)dB

Tabelle 3-7. Ein Vergleich von Oberflächenwellenfiltern mit Spaltelektroden- und Dreiphasen-Interdigital-Wandlern

3.9 Anmerkungen

In den zurückliegenden Abschnitten wurde der Aspekt "*Zuverlässigkeit*" nicht betrachtet. Hier sei erwähnt, daß namentlich Elemente der mechanischen Frequenzselektion hohe Zuverlässigkeit besitzen. Besonders zu nennen sind: *Oberflächen-, Kera-* mik- und *Metallresonator-Filter*. Insbesondere über Oberflächenwellen-Filter sind Zuverlässigkeitsuntersuchungen bekannt [52].

3.10 Schrifttum zum Technologievergleich

- [1] Georges, K.E.: Ausführliches Lateinisch-Deutsches Handwörterbuch Bd. 2. Hahnsche Buchhandlung, Hann. u. Leipzig.
- [2] Vahldiek, H.: Aktive RC-Filter. Oldenburg-Verlag, München 1976.
- [3] Brandenbusch, W.: Periodisch geschaltete steuerbare Filter mit kommutativen Systemmatrizen. AEÜ, Bd. 32, 1978, H. 4, S. 140-144.
- [4] Meyer, G.: Realisierung diskreter Filter. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 23, 1973, H. 4, S. 158-159.
- [5] Unger, H.: Analoge rekursive Abtastfilter 2. Ordnung mit getakteten Integratoren. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 12, S. 457-464.
- [6] Marks, R.; Walkup, J.; Hagler, M.: Sampling Theorems for Linear Shift-Variant Systems. IEEE Trans. Circ. & Syst., Vol. CAS-25, 1978, H. 4, S. 228-233.

- [7] [2.14/12].
- [8] [2.15/3].
- [9] [2.15/6].
- [10] [2.13/23].
- [11] [2.8/20].
- [12] Holmes, W.H.: Gyratoren und Filter mit Gyratoren. Entwicklungsber., SHW Sept. 1968, S. 23-30.
- [13] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 2, Hanser-Verlag, München 1977.
- [14] Unbehauen, R.: Netzwerksynthese, Oldenburg-Verlag, München 1972.
- [15] Riordan, R.: Simulated Inductors Using Differential Amplifiers. Electronics Letters, Bd. 3, 1967, S. 50-51.
- [16] [2.8/61].
- [17] Gleisner, E.; Schüssler, H.: Mechanical Filters and their counter-part-Hybrid and Monolithic Integrated Filters. Proc. ECCTD 1978, S. 198-207.
- [18] [2.12/40].
- [19] Eysen, S.: Kettenschaltungsrealisierungen von RC-Verstärker-Filtern mit maximalem Aussteuerbereich und minimalem Eigenrauschen. Diss., TH-Aachen 1974.
- [20] [2.8/26].
- [21] Böhme, R.: Typisches Rauschverhalten aktiver RC-Resonatoren. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 7, S. 262 ff.
- [22] Seidel, V.: Beitrag zur Rauschberechnung an aktiven Filtern nach dem Inversionsprinzip. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 25, 1975, H. 1, S. 18 ff.
- [23] Bruton, L.T.; Treleaven, J.: Electrical noise in low-pass FDNR-filters. IEEE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-20, 1973, H. 2, S. 154 ff.
- [24] Seidel, V.: Verbesserungen des Signal-Rauschabstands aktiver RC-Tiefpässe durch gütearme Approximation. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 28, 1978, H. 7, S. 276 ff.
- [25] Bruton, L.T.; Leonard, J.: Noise performance of low sensitivity. IEEE Journ. Solid-State Circ., Vol. SC-8, 1973, H. 2, S. 85 ff.

- [26] Hartmann, W.: Das Rauschverhalten aktiver RC-Schaltungen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 21, 1971, H. 5, S. 192 ff.
- [27] Schreiber, H.; Böhme, R.: Zur rechnergestützten Rauschanalyse elektronischer Schaltungen. Nachrichtentechnik-Elektronik, Bd. 26, 1976, H. 6, S. 207-210.
- [28] [2.12/9].
- [29] Howes, J.J.; Morgan, D.V.: Charge-Coupled Devices and Systems. J. Wiley & Sons, New York 1979.
- [30] Thornber, K.K.: Noise Suppression in charge Transfer Devices. Proc. IEEE, 1972, S. 1113 ff.
- [31] Chowniec, A.; Hobson, G.S.: Phase Errors in Transversal and Recursive Filters Realized with Charge-Transfer-Devices. Electronic Letters, 1976, H. 3, S. 125 ff.
- [32] Carnes, J.E.; Kosonocky, W.F.: Fast Interfaces State Losses in Charge Coupled Devices. Appl. Phys. Lett., Bd. 20, 1972, S. 261 ff.
- [33] Donati, S.; Svelto, V.: Theorie of CCD Transfer Noise from a Circuit Model. IEEE Trans. Electron. Dev., 1977, S. 1184 ff.
- [34] [2.12/1].
- [35] Sequin, C.H.; Mohsen, A.M.: Linearity of electrical charge injection into charge-coupled devices. IEEE J. Solid-State Circ., SC-10, 1975, S. 81-92.
- [36] [2.12/39].
- [37] [2.13/9].
- [38] Fuh, Sah: Theory and experiments on surface $1/f$ -noise. IEEE Trans. Electron. Dev., Vol. ED-19, 1972, H. 2, S. 273 ff.
- [39] McCreary, J.L.; Gray, P.R.: ALL-MOS charge redistribution analog-to-digital conversation techniques. IEEE J., Solid-State Circ., Vol. SC-12, 1975, S. 371-385.
- [40] [2.13/12].
- [41] [2.13/14].
- [42] Temes, G.C.: An improved switched capacitor integrator. Electron. Letters, 1978, H. 4, S. 287-288.

- [43] [2.13/13].
- [44] Bruton, L.T.: Low Sensitivity Digital Ladder Filters.
IEEE Trans. Circ. & Syst. Vol. CAS-22, 1975, H. 3,
S. 168-176.
- [45] [2.13/22].
- [46] [2.13/16].
- [47] Dehner, G.F.: Ein Beitrag zum rechnergestützten Entwurf
rekursiver digitaler Filter minimalen Aufwands. Ausge-
wählte Arbeiten über Nachrichtensysteme, Nr. 23, Lehr-
stuhl für Nachrichtentechnik der Universität Erlangen-
Nürnberg 1976.
- [48] Vary, P.: Ein Beitrag zur Kurzzeitspektralanalyse mit
digitalen Systemen. Ausgewählte Arbeiten über Nachrich-
tensysteme, Nr. 32, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der
Universität Erlangen-Nürnberg 1978.
- [49] [2.15/3].
- [50] Bristol, T.W.: SAW Devices and Applications-A Status
Report. Microwave Journal, December 1977, S. 16-22.
- [51] Tränkle, E.: Der Oberflächenwellen-Effekt und seine An-
wendung bei Filtern und Ultraschall-Verzögerungsleitun-
gen. NTZ, 1970, H. 9, S. 436-439.
- [52] Siebeneicher; Opel: Werksberichte über OFW-Filter.
Siemens AG, München, Balanstr. 73.

4. Ein neues Netzwerk für Gyrator-C- und FDNR-Filter

4.1 Einführung

Die in Abschnitt 2.8 vorgestellten Filterstrukturen der Gyrator-C- und der FDNR-Methode erfordern Netzwerke, die in Aktiv-RC-Technik Zweipolimpedanzen der Form $Z(p) = p$ und $Z(p) = 1/p^2$ realisieren. Der überwiegende Anteil bekannter Simulationsnetzwerke verwendet hierzu mindestens zwei Operationsverstärker [1-5]. Schaltungen mit einem Operationsverstärker sind häufig prinzipiell nichtideal [6-9] oder besitzen hohe Empfindlichkeit, geringe Güte und keine Abstimmbarkeit [10-12]. Das im folgenden vorgeschlagene Netzwerk kann neben dem vordergründigen Einsatz in Gyrator-C- und FDNR-Filtern vorteilhaft für allgemeine L- und Super-C-Realisierungen verwendet werden. Für Anwendungen mit starker Begrenzung der Versorgungsleistung und des Rauschens zeichnet sich dieses Netzwerk durch die folgenden Vorteile aus:

- Geringe Versorgungsleistung durch nur einen Operationsverstärker.
- Rauscharm.
- Geringe Empfindlichkeit gegenüber anderen Ein-Verstärker-Schaltungen durch Empfindlichkeitsoptimierung.
- Leichte Abstimmbarkeit.
- Übersichtlicher Schaltungsentwurf und Dimensionierungsvorschriften.

4.2 Strukturentwurf

Betrachtet werde eine Netzwerkstruktur gemäß Bild 4.2-1.

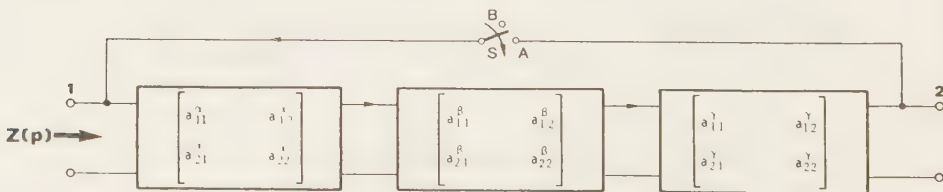


Bild 4.2-1. Netzwerkstruktur zur Zweipol-synthese

Für die Kettenmatrizen $\mathbf{A}_\alpha$, $\mathbf{A}_\beta$ und $\mathbf{A}_\gamma$ werden die folgenden Restriktionen angesetzt:

$$\det \mathbf{A}_\alpha = +1 \quad (4.2-1)$$

$$\det \mathbf{A}_\beta = -\phi(p) \quad , \quad (4.2-2)$$

$$\det \mathbf{A}_\gamma = +1 \quad . \quad (4.2-3)$$

Wird durch das Zweitor mit der Kettenmatrix $\mathbf{A}_\beta$ eine rückwirkungsfreie Kaskadierung ermöglicht, gilt für die Schalterstellung $S \rightarrow B$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_\alpha \cdot \mathbf{A}_\beta \cdot \mathbf{A}_\gamma \quad . \quad (4.2-4)$$

Das resultierende Zweitor besitze die Kettenmatrix

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \quad . \quad (4.2-5)$$

Für die Schalterposition $S \rightarrow A$ folgt für die Eingangsimpedanz

$$Z(p) = \frac{a_{12}}{a_{21} + a_{22} + \phi(p) - 1} \quad . \quad (4.2-6)$$

Die Kettenmatrizelemente a_{11}^α , a_{12}^α , a_{21}^α , a_{22}^α und a_{11}^γ , a_{12}^γ , a_{21}^γ , a_{22}^γ werden als passive RC-Netzwerke realisiert. Für das Zweitor β wird neben passiven RC-Netzwerken nur eine gesteuerte Quelle zugelassen. Die speziellen Forderungen für $Z(p)$ (in normierter Darstellung)

$$Z_L(p) = p \quad (4.2-7)$$

$$Z_{FDNR}(p) = \frac{1}{p^2} \quad (4.2-8)$$

führen zu einer Restriktion der möglichen Zweitortopologien. Unter dem Gesichtspunkt *minimaler* Bauelementeanzahl resultiert eine Netzwerkstruktur gemäß Bild 4.2-2.

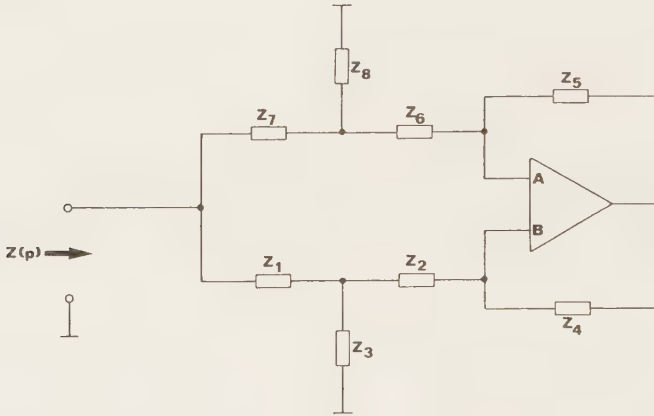


Bild 4.2-2. Eine neue Struktur zur Simulation von $Z(p) = p$ und $Z(p) = 1/p^2$

Die Funktion $\phi(p)$ besitzt hier die Gestalt

$$\phi(p) = \frac{Z_5}{Z_4} \quad (4.2-9)$$

Für einen idealen Operationsverstärker erhält das Netzwerk in Bild 4.2-2 die Eingangsimpedanz

$$Z(p) = \frac{(Y_1 + Y_3)(Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8) - \phi(1 + Y_1 Z_2 + Z_2 Y_3)(1 + Z_7 Y_8)}{Y_1 Z_6 Y_8 + Y_3 + Y_3 Z_6 Y_8 + Y_1 Y_3 (Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8) - \phi Y_8 (1 + Z_2 Y_1 + Z_2 Y_3) - \phi Y_1 (Z_7 Y_8 + Z_2 Y_3 + Z_2 Z_7 Y_3 Y_8)} \quad (4.2-10)$$

Im folgenden wird gezeigt, wie aus der allgemeinen Eingangsimpedanz nach Gl. (4.2-10) $Z(p) = Z_L(p) = p$ gewonnen werden kann.

4.3 Netzwerkentwurf für $Z(p) = Z_L(p) = p$

Eine Untersuchungsreihe über Schaltungen vom Grad 2 und 3 (zur Simulation von $Z(p) = p$ wurden 2 bzw. 3 Kapazitäten benutzt) zeigte, daß im Hinblick auf hohe Güte und niedriger Empfindlichkeit insbesondere Netzwerke vom Grad 1 vorteilhaft sind. Für $Z_L(p)$ wird deshalb im weiteren neben nur einem Operationsverstärker auch nur eine Kapazität zugelassen (entsprechend bei $Z_{FDNR}(p)$ nur zwei Kapazitäten). Fordert man von $Z(p)$ in Gl. (4.2-10) einen Pol im Unendlichen, können die möglichen Bauelementekonstellationen nach kurzer Rechnung erheblich reduziert werden. Auf Grund der Schaltungssymmetrie genügt jeweils die Untersuchung einer Strukturhälfte.

4.3.1 Schaltungseigenschaften für $Y_3(p) = p$, $Y_8(p) = p$

Für die Wahl $Z_i = R_i$; $i = 1(1)8 \setminus 3$ und $Z_3 = 1/p$ resultieren die Relationen

$$Z_1 A - \phi Z_1 Z_2 (1 + Z_7 Y_8) > 0 \quad (4.3-1)$$

$$Y_8 \{ Z_6 - \phi (Z_1 + Z_2 + Z_7) \} > 0 \quad (4.3-2)$$

$$A - \phi (1 + Z_7 Y_8) (Z_1 + Z_2) = 0 \quad (4.3-3)$$

$$Z_1 (1 + Z_6 Y_8) + A - \phi (Y_8 Z_1 Z_2 + Z_2 + Z_2 Z_7 Y_8) = 0 \quad (4.3-4)$$

$$A = Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8 \quad (4.3-5)$$

Die Auswertung der beiden Gleichungen und der beiden Ungleichungen führt zu einem Ausdruck

$$\sum_{i,j,k,l} Z_i Z_j Z_k Y_l = 0 \quad (4.3-6)$$

Nachdem von passiven RC-Impedanzen diese Relation nicht erfüllt werden kann, entfällt $Y_3 = p$ oder $Y_8 = p$ für eine Realisierung.

4.3.2 Schaltungseigenschaften für $Y_2(p) = p$, $Y_6(p) = p$

Für die Wahl $Y_2(p) = p$ entsteht für die Zählerfunktion in Gl. (4.2-10)

$$f_Z(p) = Y_2 \left[(Y_1 + Y_3)(Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8) - \phi(1 + Z_7 Y_8) \right] - \phi(Y_1 + Y_3)(1 + Z_7 Y_8) \quad (4.3-7)$$

In dieser Funktion kann der Realteil $\text{Re}\{f_Z(p)\}$ nicht kompensiert werden. Für $Y_2(p) = p$ oder $Y_6(p) = p$ kann hiermit ebenfalls keine Realisierung angegeben werden. Anschaulich resultiert, daß auch mittels $\phi(p) = p$ keine Induktivitätssimulation durchgeführt werden kann. Impedanzen, die nur im positiven oder negativen Anteil der Zählerfunktion $f_Z(p)$ auftreten, können nicht für $Z(p) = p$ verwendet werden.

4.3.3 Die Netzwerkeigenschaften für $Y_1(p) = p$, $Y_7(p) = p$

Die Forderung $Y_1(p) = p$ führt Gl. (4.2-10) über in die Form von Gl. (4.3-8):

$$Z(p) = \frac{Y_1[Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8 - \phi Z_2(1 + Z_7 Y_8)] + Y_3(Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8) - \phi(1 + Z_2 Y_3)(1 + Z_7 Y_8)}{Y_1[Z_6 Y_8 + Y_3(Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8) - \phi Y_8 Z_2 - \phi(Z_7 Y_8 + Z_2 Y_3 + Z_2 Z_7 Y_3 Y_8)] + Y_3(1 + Z_6 Y_8) - \phi Y_8(1 + Z_2 Y_3)} \quad (4.3-8)$$

Mit den Abkürzungen

$$A = Z_6 + Z_7 + Z_6 Z_7 Y_8 \quad (4.3-5)$$

$$B = (1 + Z_2 Y_3)(1 + Z_7 Y_8) \quad (4.3-9)$$

resultieren die folgenden Relationen:

$$A - \phi \cdot Z_2(1 + Z_7 Y_8) > 0 \quad * \quad (4.3-10)$$

$$Y_3 A - \phi \cdot B = 0 \quad (4.3-11)$$

$$Y_3 A + Z_6 Y_8 - \phi(Y_8 Z_2 + B - 1) = 0 \quad (4.3-12)$$

$$Y_3(1 + Z_6 Y_8) - \phi Y_8(1 + Z_2 Y_3) > 0 \quad (4.3-13)$$

* Selbstverständlich kann in den Ugl'n. (4.3-10/13) das ">" - Zeichen durch das "<" - Zeichen ersetzt werden.

Nach einigen Zwischenrechnungen resultiert aus den Gln. (4.3-11/12) der Zusammenhang

$$Z_6 Y_8 = \phi (Z_2 Y_8 - 1) \quad . \quad (4.3-14)$$

Diese Relation ermöglicht zwei Schaltungsklassen:

- a) $Z_2 \neq Z_8$ und hiermit $Z_6 \neq 0$,
- b) $Z_6 = 0$ und damit für von Null verschiedenes ϕ : $Z_2 = Z_8$.

In völliger Allgemeinheit kann nach mehreren Zwischenrechnungen das System der Gln. (4.3-11/12) und der Ugl. (4.3-10/13) erheblich reduziert werden.

Ugl. (4.3-10) erweist sich kongruent mit der Forderung

$$Z_3 > 0 \quad (4.3-15)$$

und Ugl. (4.3-13) führt auf

$$Z_8 > 0 \quad (4.3-16)$$

4.3.4 Induktivitätsnetzwerk mit $Z_6 \neq 0$

Nach einer Umrechnung der Gln. (4.3-11/12) können die Resultate zusammengefaßt werden:

Jedes Netzwerk mit einer Topologie nach Bild 4.2-2 und Schaltelementen gemäß den Relationen Gln. (4.3-17/18), bzw. Ugl. (4.3-15/16) realisiert eine Induktivität für $Y_1 = pC$.

Für $Z_i = R_i$, $Y_j = G_j$; $i, j = 1(1)8 \setminus 1$ gilt:

$$R_2 = R_8 + \frac{R_6}{\phi} \quad (4.3-17)$$

$$\phi = \frac{R_7 R_8}{(R_3 + R_8)(R_7 + R_8)} \quad (4.3-18)$$

Die Eingangsimpedanz erhält die reduzierte Form

$$Z(p) = p \cdot L \quad (4.3-19)$$

mit der Induktivität

$$L = R_3 R_7 C \frac{1 + \frac{R_7}{R_8}}{1 + \frac{R_8}{R_3}} \quad (4.3-20)$$

Die Schaltung kann in einfacher Weise mit der Kapazität C abgestimmt werden.

Bild 4.3-1 enthält das resultierende Netzwerk. Beispielsweise führt der Wertesatz $C = 1$, $R_2 = 5$, $R_3 = 1$, $R_4 = 4$, $R_5 = 1$, $R_6 = 1$, $R_7 = 1$, $R_8 = 1$ zur Eingangsimpedanz $Z(p) = p$.

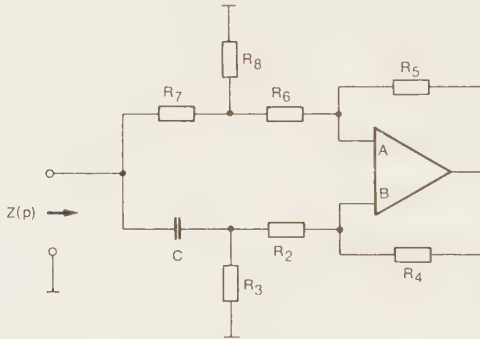


Bild 4.3-1. Netzwerkstruktur für $Z(p) = p$

4.3.5 Induktivitätsnetzwerk mit $Z_6 = 0$

An Hand einfacher Überlegungen kann gezeigt werden, daß ausschließlich $Z_6 = 0$ zu einer realisierbaren Schaltung führt. Alle weiteren Elemente unterliegen der Forderung $Z_i \neq 0$, $i = 1(1)8 \setminus 6$.

Die Entwurfsbedingungen dieses Sonderfalls können wieder zusammengefaßt werden: *

Jedes Netzwerk mit einer Topologie nach Bild 4.2-2 und Schaltelementen gemäß den Relationen Gl'n. (4.3-21/22), bzw. Ugl'n. (4.3-15/16) realisiert für $R_6 = 0$ und $Y_1 = pC$ eine Induktivität. Es gilt:

$$R_2 = R_8 \quad (4.3-21)$$

* Für diesen Sonderfall findet sich in [11] eine spezielle Realisierung. Die Äquivalenz zeigt sich nach einem Umzeichnen der dort angegebenen Schaltung. Allerdings ermöglicht diese spezielle, nicht optimierte Struktur gemäß Messungen am LATE nur Güten < 50 .

$$\phi = \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_2 R_7}{(R_2 + R_3)(R_2 + R_7)} \quad (4.3-22)$$

Die Eingangsimpedanz erhält die Form

$$Z(p) = p \cdot C \cdot R_3 R_7 \cdot K_L \quad (4.3-23)$$

mit der Konstanten

$$K_L = \frac{1 + \frac{R_7}{R_2}}{1 + \frac{R_2}{R_3}} \quad (4.3-24)$$

und der Induktivität

$$L = R_3 R_7 C \frac{1 + \frac{R_7}{R_2}}{1 + \frac{R_2}{R_3}} \quad (4.3-25)$$

Bild 4.3-2 zeigt das resultierende Netzwerk. Der Wertesatz $C = 1$, $R_2 = R_3 = R_5 = R_7 = R_8 = 1$ und $R_4 = 4$ führt zu einer Eingangsimpedanz $Z(p) = p$.

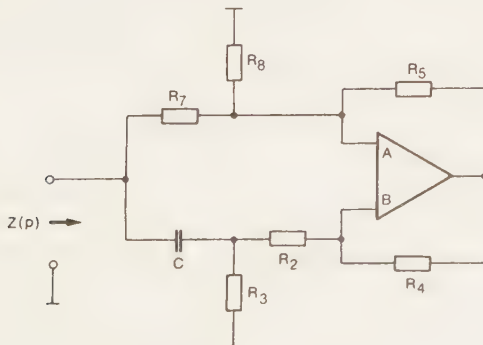


Bild 4.3-2. Eine weitere Struktur für $Z(p) = p$

4.4 Netzwerkentwurf für $Z(p) = Z_{\text{FDNR}}(p) = 1/p^2$ (Superkondensator)

Die Anwendung der BRUTON-Transformation (vgl. Abschn. 2.8) erfordert aktive elektronische Netzwerke mit Superkondensatoren (FDNR). Das neue Netzwerk aus Bild 4.2-2 kann auch zur Realisierung von $Z(p) = Z_{\text{FDNR}}(p) = 1/p^2$ verwendet werden. Im Hinblick auf die technologische Realisierung, insbesondere für Schichtschaltungsversionen, wird im weiteren ein Schaltungsvorschlag mit zwei *geerdeten* Kapazitäten betrachtet (Bild 4.4-1). Diese Forderung kann mittels der Netzwerkelemente Z_3 und Z_8 erfüllt werden (Bild 4.2-2).

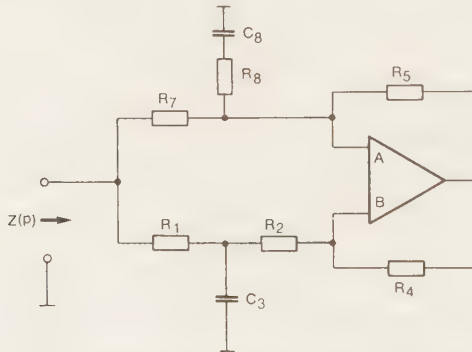


Bild 4.4-1. Netzwerkstruktur für $Z(p) = 1/p^2$

Allerdings zeigt sich nach kurzer Rechnung, daß die Wahl $Z_3 = 1/(pC_3)$ und $Z_8 = 1/(pC_8)$ nicht zu einer realisierbaren Schaltung führt. Die Analyse der resultierenden Relationen zeigt eine Lösung für die folgende Elementebelegung:

$$Z_i = R_i ; \quad i = 1(1)7 \setminus 3,8 \quad (4.4-1)$$

$$Z_3(p) = \frac{1}{pC_3} \quad (4.4-2)$$

$$Z_8(p) = R_8 + \frac{1}{pC_8} \quad (4.4-3)$$

Die Eingangsimpedanz (Gl. (4.2-10)) unterliegt in diesem Fall den folgenden Restriktionen:

$$\phi R_2 = \frac{R_6 R_8 + R_7 R_8 + R_6 R_7}{R_7 + R_8} \quad , \quad * \quad (4.4-4)$$

$$\phi = \frac{C_3}{C_8} \frac{R_7^2}{(R_7 + R_8)^2} \quad , \quad (4.4-5)$$

$$R_1 = \frac{R_7 \left[\frac{C_8}{C_3} (R_7 + R_8) - R_7 \right]}{R_8 + 2R_7} \quad . \quad (4.4-6)$$

Damit ergeben sich die Forderungen

$$R_2 \neq 0 \quad , \quad (4.4-7)$$

$$\phi \neq 0 \quad . \quad (4.4-8)$$

$$\frac{C_3}{C_8} < 1 + \frac{R_8}{R_7} \quad . \quad (4.4-9)$$

Schließlich folgt die Eingangsimpedanz $Z_{\text{FDNR}}(p)$ zu

$$Z_{\text{FDNR}}(p) = \frac{1}{p^2 CS} \quad ** \quad (4.4-10)$$

mit der Superkapazität

$$CS = C_8^2 R_1 K_{CS} \quad . \quad (4.4-11)$$

* $\phi = R_5/R_4$.

** Für eine deutliche Unterscheidung der Superkapazität von der konventionellen Kapazität wird das Symbol CS verwendet.

Die Konstante K_{CS} besitzt die Form

$$K_{CS} = \frac{R_8^2}{R_7} \cdot \frac{R_7 + R_8}{[R_1 R_8 + R_1 R_7 + R_7^2]} \quad (4.4-12)$$

Die Gln. (4.4.-11/12) bedingen neben den Forderungen der Gln.

(4.4-7/8/9): $R_1 \neq 0$, $R_7 \neq 0$, $R_8 \neq 0$.

Die spezielle Wahl $R_6 = 0$ ist dagegen zulässig. Aus Gl. (4.4-4) folgt dann mit Gl. (4.4-5)

$$\phi = \frac{R_5}{R_4} = \left(\frac{R_8}{R_2} \right)^2 \cdot \frac{C_8}{C_3} \quad (4.4-13)$$

Der Wertesatz $R_1 = 1/3$, $R_2 = 2$, $R_4 = 2$, $R_5 = 1/2$, $R_6 = 0$, $R_7 = 1$, $R_8 = 1$, $C_3 = 1$ und $C_8 = 1$ führt beispielsweise zu einer Superkapazität $CS = 2/5$.

Die Gln. (4.4-5/6) sind außer von den ohmschen Widerständen ausschließlich vom Verhältnis der Kapazitäten C_3 und C_8 abhängig. Diese Tatsache ermöglicht auch hier eine *einfache Abstimmung* durch die simultane Variation von C_3 und C_8 . Hierbei ändert sich die Superkapazität CS mit dem *Quadrat* von C_8 .

4.5 Das L-Netzwerk bei realem Operationsverstärker

Für die weiteren Untersuchungen wurde für den Operationsverstärker ein einpoliges Modell nach Gl. (4.5-1) verwendet.

$$V(p) = \frac{V_o}{p \cdot T + 1} \quad (4.5-1)$$

Die Einflüsse der endlichen Leerlaufverstärkung V_o und der Polstelle $p_{ov} = -1/T$ sind im Abschn. 4.7 detailliert zusammengestellt. Der reale Operationsverstärker führt im L-Netzwerk (Bild 4.3-1) zur Eingangsimpedanz

$$Z(p) = \frac{\alpha(pT+1) + \beta V_o + \frac{1}{pC} (pT+1)\gamma + \frac{1}{pC} V_o \delta}{\epsilon(pT+1) + \zeta V_o + \frac{1}{pC} (pT+1)\eta + \frac{1}{pC} V_o \theta} \quad (4.5-2)$$

Für die Größen α , β , γ , δ , ϵ , ζ , η , θ gilt:

$$\alpha = R_3(R_2+R_4)[(R_5+R_6)(G_7+G_8)+1] \quad (4.5-3)$$

$$\beta = R_3[R_2R_5(G_7+G_8)-R_4-R_4R_6(G_7+G_8)] \quad (4.5-4)$$

$$\gamma = (R_2+R_3+R_4)[1+(G_7+G_8)(R_5+R_6)] \quad (4.5-5)$$

$$\delta = -R_4-R_4R_6(G_7+G_8)+R_5(R_2+R_3)(G_7+G_8) \quad (4.5-6)$$

$$\epsilon = (R_2+R_3+R_4)[(R_5+R_6)(G_7+G_8)+1]+R_3G_7(R_2+R_4)[G_8(R_5+R_6)+1] \quad (4.5-7)$$

$$\zeta = R_2R_5(G_7+G_8)-R_4-R_4R_6(G_7+G_8)+R_3G_8[R_5+R_2R_5G_7-R_4R_6G_7] \quad (4.5-8)$$

$$\eta = G_7[G_8(R_5+R_6)(R_2+R_3+R_4)+R_3] \quad (4.5-9)$$

$$\theta = G_7[G_8R_5(R_2+R_3)-R_4(G_8R_6+1)] \quad (4.5-10)$$

Für $Z(p) \sim p$ resultieren die Forderungen $\delta \rightarrow 0$, $\zeta \rightarrow 0$, $V_O \rightarrow -\infty$ und $T \rightarrow 0$.

Für die grafische Darstellung der Gl. (4.5-2) und ihrem Pendant, der CS-Schaltung, wurde ein neues Programmpaket erstellt [26]. Das Hauptprogramm *RPLZU* ermöglicht die grafische Darstellung einer Netzwerkfunktion $Z(j\omega)$ nach *Realteil*, *Imaginärteil*, *Betrag* und *Phase* über der Frequenz ω . Darüberhinaus können *Realteil*, *Imaginärteil* und das *Betragsquadrat* der *vollrelativen* Empfindlichkeiten nach den Netzwerkparametern X_ξ (hier: C , R_ξ) der Funktion $Z(j\omega)$ berechnet und gezeichnet werden. Eine ausführliche Beschreibung dieses Programmpakets findet sich in [26].

4.6 Die Optimierung des L-Netzwerks nach der vollrelativen Gesamtempfindlichkeit

Die Toleranzempfindlichkeit eines Netzwerks ist bekanntlich von erheblicher Bedeutung für den praktischen Einsatz. Nachdem die vorliegende Simulationsstruktur nur einen Operationsverstärker benutzt, treten in der Netzwerkfunktion notwendigerweise Differenzen auf. Die resultierende hohe Empfindlichkeit verschlech-

tert die Güte und den Stabilitätsbereich. Unter diesen Gesichtspunkten wurden für die L- und CS-Netzwerke Programme zur *Optimierung der Empfindlichkeit* geschaffen [26]. Diese Empfindlichkeitsoptimierung führte zu einer beachtlichen Verbesserung der Schaltungseigenschaften.

Zunächst kann aus Gl. (4.3-8) mit der Zählerfunktion $f_Z(p)$ und der Nennerfunktion $f_N(p)$ ein allgemeiner Ausdruck für die voll-relativen Empfindlichkeiten der Eingangsimpedanz $Z(p)$ bezüglich eines Parameters X_v ermittelt werden

$$S_{X_v}^Z = \frac{X_v}{f_Z(p)} \left[\frac{\partial f_Z(p)}{\partial X_v} - L \cdot p \frac{\partial f_N(p)}{\partial X_v} \right] \quad . \quad (4.6-1)$$

Mit den Nebenbedingungen Gln. (4.3-17/18) und der Induktivität L gemäß Gl. (4.3-20) resultiert für die Ausdrücke $f_Z(p)$, $f_N(p)$:

$$f_Z(p) = \frac{R_3}{R_8} (R_7 + R_8) \quad , \quad (4.6-2)$$

$$f_N(p) = \frac{1}{p} \cdot \phi \cdot \frac{R_3 + R_8}{R_3 R_7 C} \quad . \quad (4.6-3)$$

Die sich hiermit für die Empfindlichkeiten $S_{X_v}^Z(p)$ ergebenden Relationen werden im Unterprogramm TAYLOR als zu minimisierender Funktionenvektor in der Optimierungsroutine MODNEW [26,27] verwendet. Die Verarbeitung erfolgte für $p = j\omega$ getrennt nach Real- und Imaginärteil

$$S_{X_v}^Z(j\omega) = R_v(\omega) + j \cdot I_v(\omega) \quad . \quad (4.6-4)$$

Als Minimisierungsgröße resultiert die Fehlerquadratsumme FQS als Norm des Fehlervektors

$$FQS = || S_{X_v}^Z(j\omega) ||^2 = \sum_v \left(R_v^2(\omega) + I_v^2(\omega) \right) \quad . \quad (4.6-5)$$

Weitere Informationen zur Empfindlichkeitsoptimierung (z.B. Feldbelegungen, Restriktionen der Variationsbereiche) sind in [26] zusammengestellt.

4.7 Vergleich der Ergebnisse

Die Optimierung der Empfindlichkeit nach Abschn. 4.6 erfolgte über ein Frequenzfenster von vier Dekaden. Für diese strenge Forderung kann der folgende *optimierte* Wertesatz angegeben werden (die Größe für C resultiert aus der Forderung $L = 1$):

$R_2 = 8,45$; $R_3 = 10,0$; $R_4 = 10,0$; $R_5 = 0,255$; $R_6 = 0$; $R_7 = 0,499$; $R_8 = 8,45$; $C = 0,348$.

Vergleichsuntersuchungen erfolgten mit dem *nichtoptimierten* Wertesatz:

$R_2 = R_3 = R_5 = R_6 = 1,0$; $R = 4,02$; $R = 0$; $C = 1,0$.

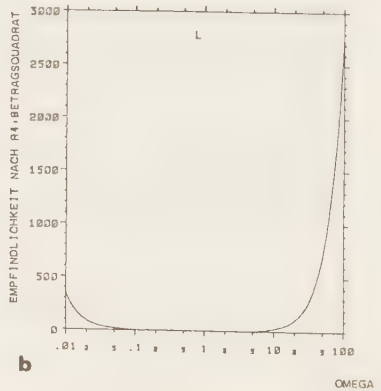
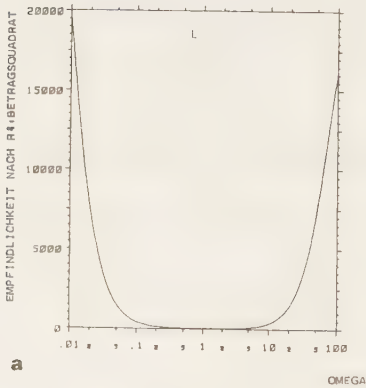
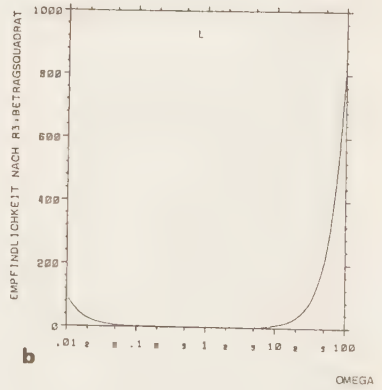
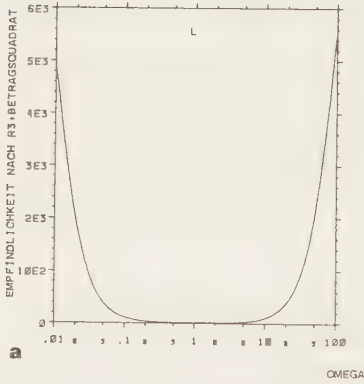
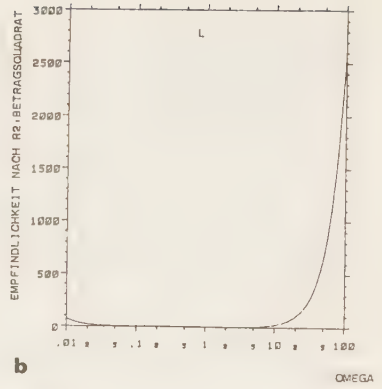
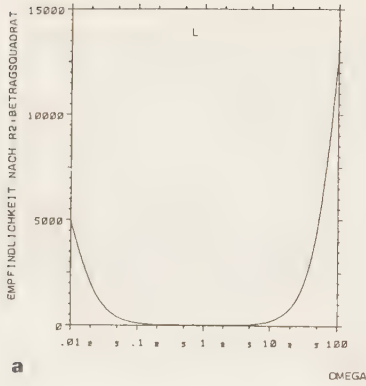
Der Einfluß des Operationsverstärkers wurde mittels $T = 0$ und $T = 0,01$ (Pol am Frequenzintervall-Rand) untersucht.

In (i) bis (iv) werden im weiteren L-Realisierungen mit den beiden Wertesätzen verglichen.

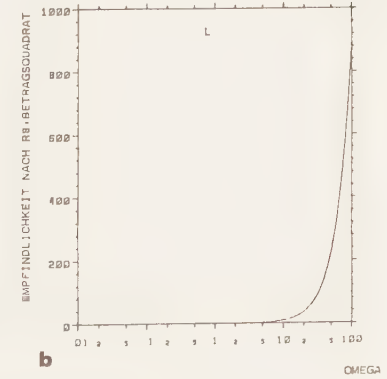
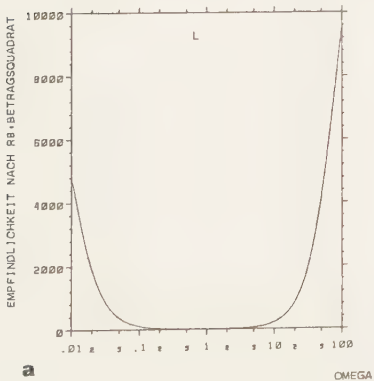
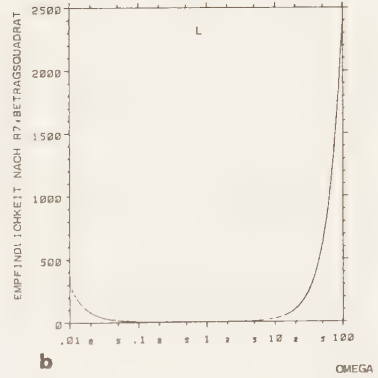
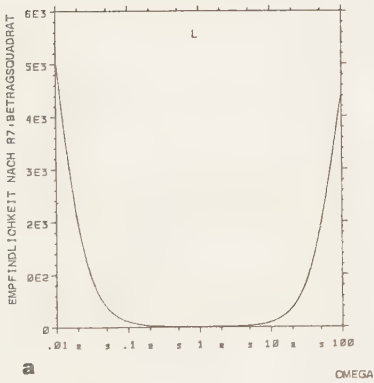
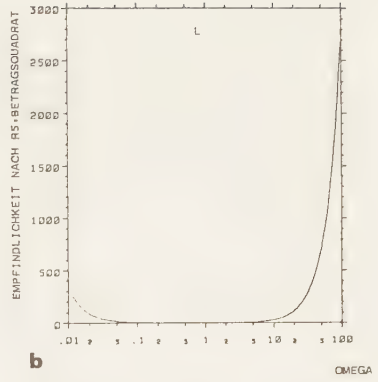
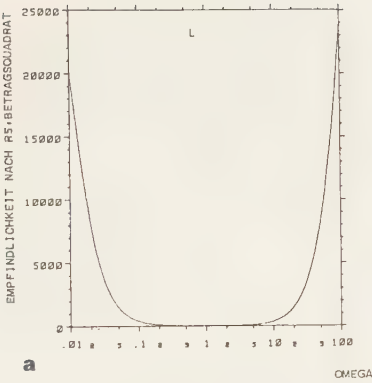
(i) Empfindlichkeitskurven

Nachdem der Operationsverstärker-Pol $p_\infty = -1/T$ einen unwesentlichen Einfluß auf die Empfindlichkeiten besitzt, zeigen die folgenden Bilder die Betragsquadrate $|S_{R_v}^2|^2$ für $T = 0,01$, $V_0 = -10\,000$ und $v = 2(1)8\sqrt{6}$. Rückt der Operationsverstärker-Pol in das Unendliche ($T = 0$), resultieren nur Änderungen im Prozentbereich. Die Bilder 4.7-1 bis 4.7-6 verdeutlichen die erhebliche Verbesserung der Empfindlichkeit.

In den folgenden sechs Bildern sind jeweils links die Empfindlichkeiten der nichtoptimierten Schaltung und rechts die der optimierten dargestellt.



Bilder 4.7-1 bis 4.7-3: Empfindlichkeit der Eingangs-
impedanz nach R_2 , R_3 und R_4 (a: Nichtoptimiert; b:
optimiert), $T = 0,01$



Bilder 4.7-4 bis 4.7-6: Empfindlichkeit der Eingangs-
impedanz nach R_5 , R_7 und R_8 (a: Nichtoptimiert; b:
optimiert), $T = 0,01$

(ii) Betrag und Phase der Eingangsimpedanz

In den Bildern 4.7-7 und 4.7-8 sind Betrag und Phase der Eingangsimpedanz für die nichtoptimierte und für die optimierte Schaltung dargestellt. Der Betragsverlauf läßt schon die Güteverbesserung der optimierten Struktur erkennen.

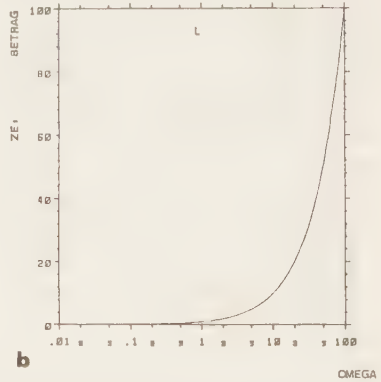
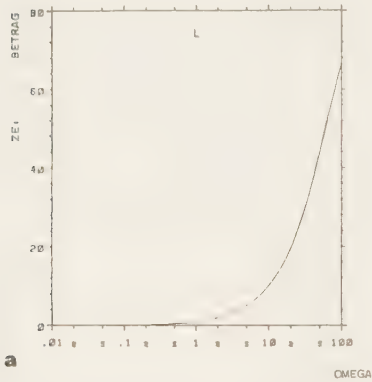


Bild 4.7-7. Betragsverlauf der Eingangsimpedanz für den nichtoptimierten (a) und den optimierten Fall (b), $T = 0,01$

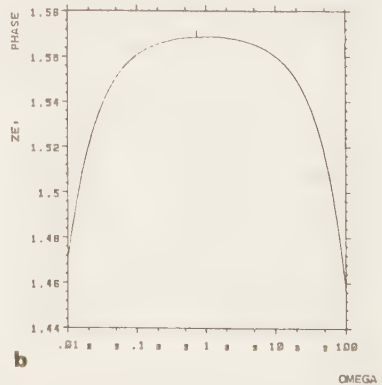
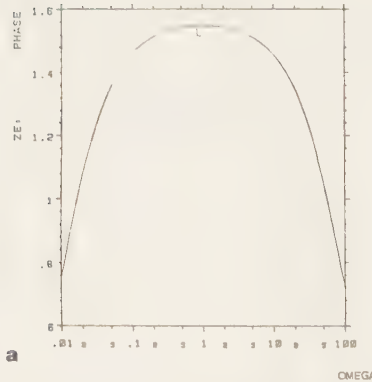


Bild 4.7-8. Phasenverlauf der Eingangsimpedanz für den nichtoptimierten (a) und den optimierten Fall (b), $T = 0,01$

(iii) Real- und Imaginärteil der Eingangsimpedanz

Bild 4.7-9 zeigt den Realteilverlauf für die beiden Realisierungsfälle (man beachte den Ordinatenmaßstab!). Während Bild 4.7-10 den Imaginärteil für $T = 0,01$ enthält, beschreibt Bild 4.7-11 das Imaginärteilverhalten für $T = 0$. Anschaulich wird die Frequenzlinearität nicht vom Operationsverstärker-Pol beeinflusst (nur Steigungsänderung!).

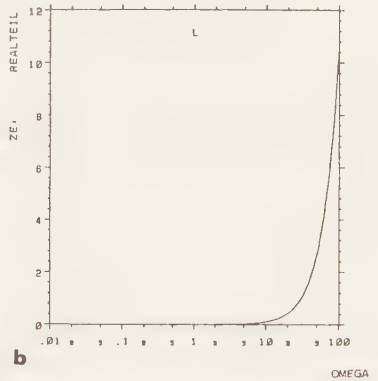
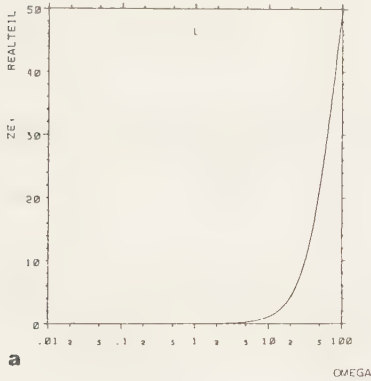


Bild 4.7-9. Realteilverlauf der Eingangsimpedanz für den nichtoptimierten (a) und den optimierten Fall (b), $T = 0,01$

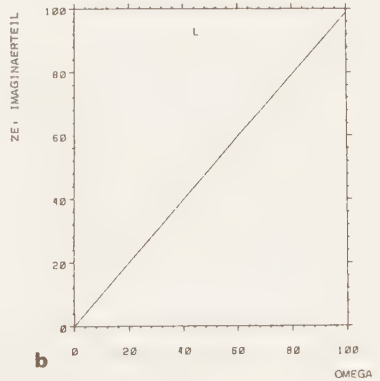
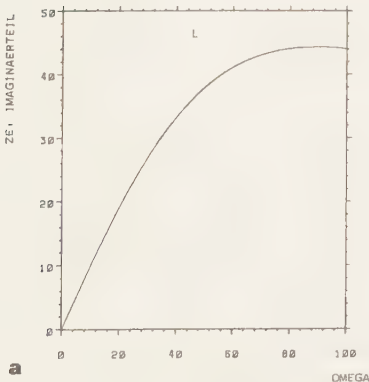


Bild 4.7-10. Imaginärteilverlauf der Eingangsimpedanz für $T = 0$, a: Nichtoptimiert, b: Optimiert

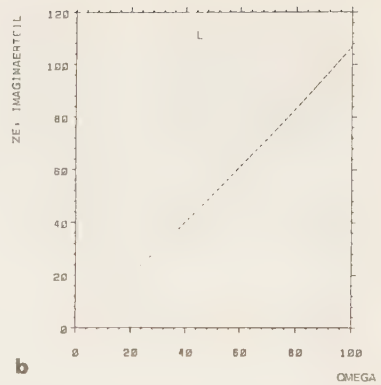
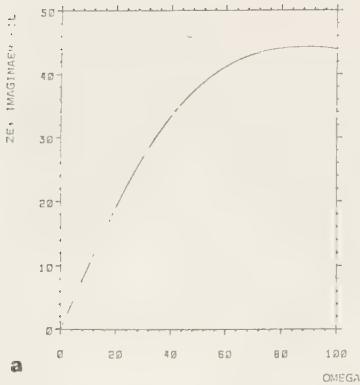


Bild 4.7-11. Imaginärteilverlauf der Eingangsimpedanz für $T = 0,01$, a: Nichtoptimiert, b: Optimiert

(iv) Güte

Bild 4.7-12 dokumentiert abschließend die Güteverbesserung der optimierten Schaltung. Gleichzeitig enthält Bild 4.7-12b praktische Ergebnisse. Diese Gütewerte liegen im Bereich der in [28] erreichten Resultate.

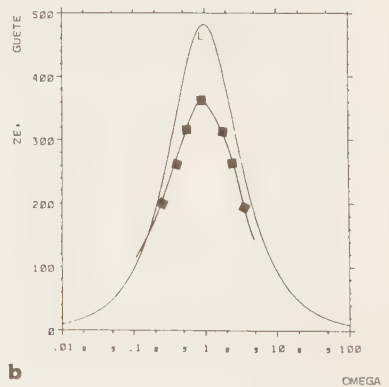
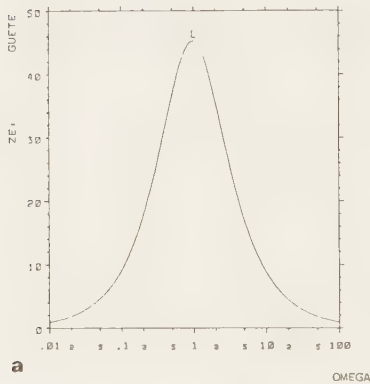


Bild 4.7-12. Güte der nichtoptimierten Schaltung (a) und des optimierten Netzwerks (b). Gleichzeitig enthält Bild 4.7-12b praktische Ergebnisse für *nicht-abgegliche* Normreihenbandelemente (■)

4.8 Pol-Nullstellenlage der Impedanz $Z_L(p)$

Gl. (4.5-2) in Abschn. 4.5 ermöglicht eine Untersuchung der Pol-Nullstellenlage in Abhängigkeit von den Operationsverstärkerdaten V_o und T_o . Allgemein folgt für die Nullstellen p_{0v} und Pole $p_{\infty v}$:

$$p_{01,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{T} + \frac{\beta V_o}{\alpha T} + \frac{\gamma}{\alpha C} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T} + \frac{\beta V_o}{2\alpha T} + \frac{\gamma}{2\alpha C} \right)^2 - \frac{1}{\alpha TC} (\gamma + V_o \delta)} \quad (4.8-1)$$

$$p_{\infty 1,2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{T} + \frac{V_o \zeta}{T \epsilon} + \frac{\eta}{\epsilon C} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T} + \frac{V_o \zeta}{2T \epsilon} + \frac{\eta}{2\epsilon C} \right)^2 - \frac{1}{\epsilon TC} (\eta + V_o \theta)} \quad (4.8-2)$$

Für die optimierten Bauelementewerte gilt:

$$\alpha = 284,35; \beta = -54,27; \gamma = 43,84; \delta = -1,486 \cdot 10^{-2}; \\ \epsilon = 424,74; \zeta = -1,486 \cdot 10^{-2}; \eta = 58,73; \theta = -18,92.$$

Hiermit resultiert für ein spezielles $T = 0,01$ und $V_o = -10\,000$:

$$p_{01} = 1,02 \cdot 10^{-3} \quad (4.8-3)$$

$$p_{02} = 1,90 \cdot 10^5 \quad (4.8-4)$$

$$p_{1,2} = -67,7 \pm j351,4 \quad (4.8-5)$$

Gl. (4.8-5) zeigt anschaulich die Stabilität der Schaltung. In [26] finden sich zu dieser Fragestellung ergänzende Wurzelortskurven. Liegt der Operationsverstärker-Pol im Unendlichen ($T = 0$) gilt speziell ($V_o = -10\,000$):

$$p_o = -\frac{\gamma + \delta V_o}{\alpha + \beta V_o} \cdot \frac{1}{C} = -1,01 \cdot 10^{-3} \quad (4.8-6)$$

$$p_{\infty} = -\frac{\eta + \theta V_o}{\epsilon + \zeta V_o} \cdot \frac{1}{C} = -9,48 \cdot 10^2 \quad (4.8-7)$$

4.9 Anmerkungen und Ausblick

Die Betrachtungen zum L-Netzwerk wurden in gleicher Weise für die Superkondensatorstruktur durchgeführt. Aus Begrenzungsgründen werden diese Ergebnisse hier nicht vorgestellt. Diese Untersuchungen und weitere interessante Realisierungen des allgemeinen Netzwerks in Bild 4.2-2 (Superinduktivität $LS = p^2$, Kombinationsschaltungen) finden sich in [26].

4. Schrifttum zur neuen Netzwerkstruktur für $Z(p) = p$ und $Z(p) = 1/p^2$
- [1] Nandi, R.: Insensitive Grounded-Capacitor Simulation of Grounded Inductors Using Current Conveyors. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 21, S. 693-694.
- [2] Antoniou, A.: Realisation of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active network synthesis. Proc. IEE, Vol. 116, 1969, S. 1838-1850.
- [3] Atiya, F.S.; Doss, M.M.: A new generalized inverter based on the active hybrid. IEEE Circ. Theory and Applic., Vol. 5, 1977, S. 379-388.
- [4] Bruton, L.T.: Frequency selectivity using positive impedance converter type networks. Proc. IEEE, 1968, S. 1378-1379.
- [5] Antoniou, A.: Novel RC active network synthesis using generalized immittance converters. IEEE Trans. Circ. Theory, CT-17, 1970.
- [6] Beddoes, M.P.; Morin, K.R.: Bibliography on Inductance Simulation Using Gyrator Methods. IEEE Trans. Circ. Theory, 1967, S. 107-111.
- [7] Musiedlak, J.R.: Some Inductor Simulations Utilizing a Single Differential-Input Operational Amplifier. M.S. Thesis, University of Wisconsin-Milwaukee, June 1973.

- [8] Soliman, A.M.; Awad, S.S.: A tunable active inductance, AEÜ, Bd. 32, 1978, H. 1, S. 44-48.
- [9] Roy, S.C.D.: Bibliography of inductance simulation by active RC methods. Microelectronics and Reliability, Vol. 15, 1976, S. 637-639.
- [10] Schmidt, C.E.; Lee, M.S.: Multipurpose Simulation Network with a Single Amplifier. Electronics Letters, Vol. 11, 1975, H. 1, S. 9-10.
- [11] Orchard, M.J.; Willson, A.N.: New Active Gyrator Circuit. Electronics Letters, Vol. 10, 1974, H. 13, S. 261-262.
- [12] Horn, P.; Moschytz, G.S.: Active RC Single-Opamp Design of Driving-Point Impedances. IEEE Trans. Circ. Syst. Vol. CAS-26, 1979, H. 1, S. 22-29.
- [13] Sandberg, I.W.: Synthesis of Driving-Point Impedances with Active RC Networks. Bell Syst. Techn. Journ., 1960, S. 947-963.
- [14] Senani, R.: Novel Active RC Circuit for Floating-Inductor Simulation. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 21, S. 679-680.
- [15] Patranabis, D.; Paul, A.N.: Novel Capacitor Floatation Scheme. Electronics Letters, Vol. 15, 1979, H. 21, S. 688-689.
- [16] Thimm, R.: Parasitäre Effekte beim Impedanzkonverter und Möglichkeiten ihrer Kompensation. Frequenz, Bd. 30, 1976, H. 7, S. 174-181.
- [17] Senani, R.: Realisation of Single-Resistance-Controlled Lossless Floating Inductance. Electronics Letters, Vol. 14, 1978, H. 25, S. 828-829.
- [18] Gilbert, B.: Simulation of Inductors and Capacitors using Operational-Amplifiers Compensation Pole: A Caution. Electronics Letters, Vol. 14, 1978, H. 25, S. 832.
- [19] Glover, J.: Ideal 2-Port Converter Networks using operational amplifiers. Electronics Letters, Vol. 11, 1975, H. 5, S. 94-96.
- [20] Yanagiswawa, T.; The L.Q.: Some New Lossless Floating Inductance Circuits. Proc. IEEE, 1977, S. 1071-1072.

- [21] Dinias, G.; Deliyannis, T.: Jump phenomenon in a Gyra-tor Circuit. Electronics Letters, Vol. 11, 1975, H. 23, S. 560-561.
- [22] Pim, D.N.; Bullingham, J.M.: Digital Inductors and Capa-citors. Electronics Letters, Vol. 12, 1976, H. 17, S. 425-426.
- [23] Reddy, M.A.: Some New Operational-Amplifier Circuits for the Realization of the Lossless Floating Inductances. IEEE Trans. Circ. & Syst., 1976, S. 171-173.
- [24] Glover, J.: Lossless ungrounded inductor realisation. Electronics Letters, Vol. 12, 1976, H. 25, S. 679-681.
- [25] Senani, R.: Active simulation of inductors using current conveyor. Electronics Letters, Vol. 14, 1978, H. 15, S. 483-484.
- [26] Roßmanith, H.: Realisierung und Optimierung von Gyrator-schaltungen mit einem Operationsverstärker. Studienar-beit am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektro-technik der Universität Erlangen-Nürnberg, ausgegeben und betreut von W. Rienecker, Erlangen 1980.
- [27] Gaißmaier, B.; Hohnecker, W.; Unbehauen, R.; Wehrhahn, E.: Optimierungsverfahren für den Schaltungsentwurf, Überblick und vergleichende Beurteilung. Frequenz, Bd. 29, 1975, S. 112-117 und S. 124-133.
- [28] [2.8/61].
- [29] Kudo, M.; Hiwada, K.; Noguchi, S.: High-Q inductance cir-cuit using an integrator an its application. To be pub-lished in IEEE CAS.

5. Kleine Geschichte der elektrischen Filtertechnik

5.1 Die Geschichte des Entwurfs von RLCÜ-Filtern

1884 - A. VASCHY: Angabe einer speziellen RC-Siebstruktur nach Bild 5-1 [1].

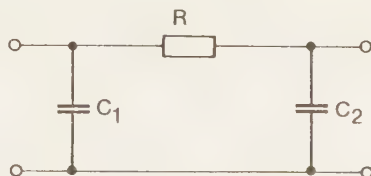


Bild 5-1. Eine frühe RC-Siebstruktur (A. VASCHY 1884)

1893 - O. HEAVISIDE: Vorschlag zur Reichweiteverbesserung von Fernsprechleitungen durch Einschalten von Induktionsspulen in regelmäßigen Abständen (zunächst praktisch nicht genutzt) [2].

1901 - M.J. PUPIN: Realisierung von Fernsprechleitungen mit Tiefpaßcharakter (Pupinleitung). Mathematische Theorie der Leitung mit eingeschalteten Spulen (Bilder 5-2/3) [3].

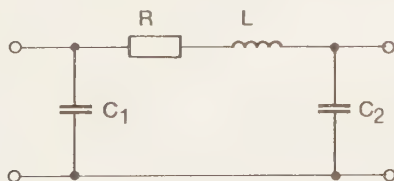


Bild 5-2. Pupinisierung von Fernsprechleitungen (M. PUPIN 1 (M. PUPIN 1901)

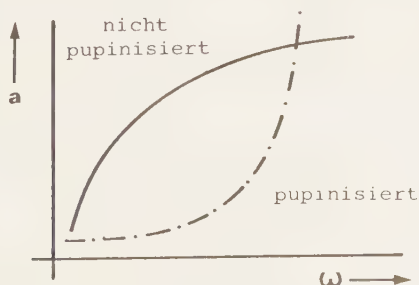


Bild 5-3. Dämpfungsverhalten pupinisierter und nichtpupinierter Leitungen

- 1903 - G.A. CAMPBELL: Angabe spezieller LC-Filterglieder
(Bild 5-4) [1].

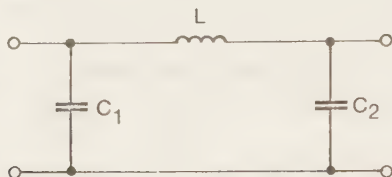


Bild 5-4. Eine frühe LC- Filterschaltung
(G. CAMPBELL 1903)

- 1909 - F. BREISIG: Beiträge zur Theorie der Leitung [4].
- 1910 - K.W. WAGNER: Untersuchungen über die Erstellung eines Leitungsglieds, das nur Frequenzen in $\omega_u \leq \omega \leq \omega_o$ überträgt [5].
- 1914 - K.W. WAGNER: Untersuchungen von Spulenleitungen zur "Reinigung" einer Wechselstromgröße von ihren Oberschwingungen [6].
- 1915 - K.W. WAGNER: Arbeiten über Spulen- und Kondensatorleitungen, Theorie des Kettenleiters. Ausgangspunkt der Wellenparametertheorie. Veröffentlichung im Jahr 1915 [7].
- 1915 - G.A. CAMPBELL: Arbeiten über Siebketten, zeitlich parallel zu K.W. WAGNER. Patentschrift vom Juli 1915, Veröffentlichung 1922 [8,9].
- 1920 - Mitarbeiter der BELL TELEPHONE-Entwicklung verschiedener Wellenbandfilter (Bild 5-5) [10].

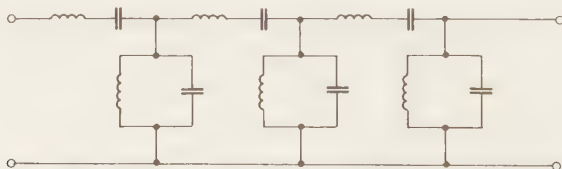


Bild 5-5. Wellenbandfilter (BELL TELEPHONE 1920)

- 1921 - H. RIEGER: Patentierung eines Bandpasses mit induktiver Kopplung [11,1].
- 1921 - H. SALINGER: Entwurf von unsymmetrischen Kettenleitern [12].
- 1921 - K.W. WAGNER; K. KÜPFMÜLLER: Patente über Hochpässe (Bild 5-6) [13].

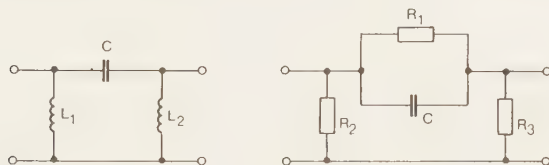


Bild 5-6. Zwei Hochpaßschaltungen (K.W. WAGNER, K. KÜPFMÜLLER 1921)

- 1922 - G. MÜCKE: Siebketten (-reihen) aus induktiv gekoppelten Schwingkreisen (Bild 5-7) [14].

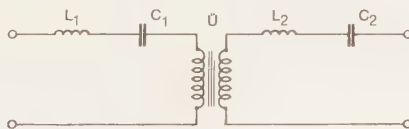


Bild 5-7. Siebketten mit induktiv gekoppelten Schwingkreisen (G. MÜCKE 1922)

- 1922 - G.A. CAMPBELL: Publikation seiner Wellenparametertheorie "*Physical theory of electric wave filters*" [9].
- 1923 - O.J. ZOBEL: Erweiterungen der Wellenparametertheorie durch die Einführung von Resonanzkreisen [15].
- 1923 - SUBMARINE CORPORATION-Patent über eine LC-Verzögerungsleitung (Bild 5-8) [1,16].

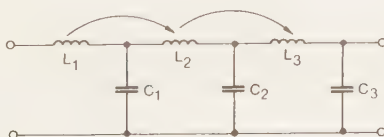


Bild 5-8. LC-Verzögerungsleitung (SUBMARINE CORPORATION 1923)

- 1924 - H. GOERING: Patent über induktiv gekoppelte Schwingungskreise für Siebanwendungen (Bild 5-9) [17].

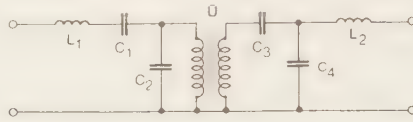


Bild 5-9. Induktiv gekoppelte Schwingkreise
(H. GOERING 1924)

- 1924 - R.M. FOSTER: Angabe von Partialbruchnetzwerken [18].
- 1926 - W. CAUER: Realisierung von Impedanzen durch LC-, RC-, RL-Zweipole (Arbeiten von W. CAUER über Siebschaltungen von 1926-1945) [19,20].
- 1930 - Y. WATANABE: Entwicklung von Betriebsdiagrammen für symmetrische Kettenleiter [208].
- 1931 - O. BRUNE: Syntheseverfahren für Zweipolfunktionen [21].
- E.A. GUILLEMIN: Darstellung und Formulierung der Netzwerksyntheseeergebnisse in Buchform. Entwicklung der
- 1935 - Netzwerksynthese als Lehrdisziplin in den USA [204].
- 1937 - E.L. NORTON: Arbeiten über Frequenzweichen [22].
- 1938 - H. PILOTY: Berechnung von Wellenfiltern [23].
- 1938 - R. FELDTKELLER: Erweiterungen der Wellenparametertheorie [24].
- 1938 - G. COCCI: Beiträge zur Betriebsparametertheorie [205,206].
- 1940 -
- 1939 - S. DARLINGTON: Entwicklung der Betriebsparametertheorie (unabhängig von CAUER, PILOTY, BADER in Deutschland) [25].
- 1940 - W. CAUER: Veröffentlichung "*Theorie der linearen Wechselstromschaltungen*" (Betriebsparametertheorie) [26].
- 1940 -
- 1941 - H. PILOTY: Arbeiten über Betriebsparameterprobleme [27].

- 1940 -
1941 - W. BADER: Arbeiten über Polynom-4-Pole, kopplungsfreie
1942 - Schaltungen und Betriebsgrößentheorie [28,29].
- 1942 - E. RUMPELT: Ein Schablonenverfahren für den Filter-
entwurf mit Wellenparametern [207].
- 1945 - H.W. BODE: Arbeiten über Filter, Zusammenhang zwischen
Betrag und Phase bei Netzwerkfunktionen [30].
- 1949 - R. BOTT; R.J. DUFFIN: Synthese von Zweipolfunktionen
durch übertragerfreie RLC-Zweipole [210].
- 1951 - A. FIALKOW; I. GERST: FIALKOW-GERST-Bedingungen für
RLC-Zweitore mit durchgehender Kurzschlußverbindung [211].
- 1951 - G. BOSSE: Arbeiten über Siebketten (geebnete Dämpfungs-
kurven) [31].
- 1953 - R. FELDTKELLER: Veröffentlichungen über Siebschaltungen
1958 - (Hochfrequenz-Filter, Bandfilter) [32].
- 1956 - T. LAURENT: Angabe von allgemeinen Frequenztransformatio-
nen [33].
- 1956 - V. Belevitch: Anwendung des "scattering"-Formalismuses
in der Netzwerksynthese [215].
- 1956
1961 - E. GLOWATZKI; R. SAAL; G. PFITZENMAIER: Filterkataloge
1971 [34, 35, 36].
- 1957 - E.A. GUILLEMIN: Veröffentlichung des Buches " Synthese
von passiven Netzwerken " [209].
- 1957 - R. UNBEHAUEN: Erweiterungen des BRUNE-Prozesses [214].
- 1958 - R. SAAL; E. ULBRICH: Veröffentlichung der Arbeit
"On the design of filters by synthesis" [213].
- 1960 - E. ULBRICH; H. PILOTY: Beiträge zum Entwurf von All-
und Bandpässen mit konstanter Gruppenlaufzeit [212].
- 1962 - T.A. ABELE: Arbeit zu Übertragungsfunktionen mit
Tschebyscheffscher Approximation konstanter Gruppen-
laufzeit [218].

- 1965 - K.H. FEISTEL; R. UNBEHAUEN: Arbeit über Tiefpässe mit Tschebyscheff-Charakteristik im Sperrbereich und maximal gegebener Laufzeit [217].
- 1968 - R. UNBEHAUEN: Arbeit über Tiefpaßfilter mit vorbestimmbarer Phase und Tschebyscheff-Charakteristik im Sperrbereich [216].

5.2 Historischer Überblick zur RLCÜ-Technologie

- 1901 - Pupinspulen in Luftspulenausführung [37].
- 1902 - Pupinspulen mit Blechkernen (Eisenkerne aus hartgewalzten Blechen einer Siliziumlegierung) [38].
- 1922 - Pupinspulen mit Massekernen (feingemahlenes Weicheisenpulver zu Kernen gepreßt) [38].
- 1931 - Erste Glimmerkondensatoren für Filter der Trägerfrequenztechnik (kleine Verluste, große Kapazitätskonstanz, kleiner TK-Wert) [39].
- 1936 - Keramik-Kondensatoren aus Titandioxid [40].
- 1939 - Styroflex-Kondensatoren für Filter der Drahtnachrichten-Übertragungstechnik (motiviert durch den Glimmermangel) [39].
- 1947 - Beginn der Entwicklung von Ferritmaterialien (die seit 1909 bekannten Ferritkerne können erst jetzt großtechnisch gefertigt werden) [41].
- 1952 - Ferrite für $f \leq 1$ MHz (Mn-Zn-Ferrite) und für $f > 1$ MHz (Ni-Zn-Ferrite) werden gefertigt [42].
- 1955 - Ferrite mit Perinvarschleife (kleine Verluste, hohe Konstanz) für hochwertige Filter der Nachrichtentechnik ($1 \text{ MHz} \leq f \leq 250 \text{ MHz}$) [43].
- 1963 - Ferrite mit Isoperschleife (schmale, lanzettenförmige Magnetisierungsschleife) für Filteranwendungen bei $f \leq 100 \text{ kHz}$ (geringe Wechselfeldverluste, hohe Stabilität) [44].

- 1971 - Ferritkernmaterialien für einen erweiterten Betriebs-temperaturbereich von $-40 \leq \delta/^{\circ}\text{C} \leq +70$ (hochwertige Filterspulen für Freiraumspulen) [45].
- 1972 - Miniaturferritkerne für die Anwendung in der Hybridintegration [46].
- 1978 - Ferritkerne für Gütewerte bis 1400 [47].

5.3 Aufbautechniken

bis

- 1955 - "Wilde" Verdrahtungstechniken
- 1956 - Fertigung von gedruckten Schaltungen (foto- oder drucktechnisches Aufbringen einer Leiterstruktur auf eine leitfähig beschichtete Trägerplatte) [40].
- 1960 - Verschiedene Verfahren zur Miniaturisierung von Filterblöcken (Mikromodul技术, Gießharztechniken, Mehr-lagentechnik) [48].
- 1964 - Entwicklung und Fertigung von Dünnschichtschaltungen (für passive Komponenten $\rightarrow$ Vollintegration, für aktive Komponenten $\rightarrow$ Hybridintegration) [40,49].
- 1966 - Dickfilmtechnologie für Filterbausteine [50].
- 1978 - Monolithische Integrationstechniken in den Filtertechnologien: *SC, CTD, ETC, DIGITAL, (aktiv RC)*.

5.4 Mechanische Frequenzselektion durch Metallresonator-Filter

- 1920 - Erste Patente über mechanische Filter mit Metallresonatoren in USA [51].
- 1946 - Mechanisches Filter mit Metallresonatoren für 455 kHz von R. ADLER (Zenith Radio Corp., USA) [52].
- 1950 - Entwicklung von Metallresonator-Filtern in Europa und Japan (Europa zunächst magnetostriktive Wandler, in Japan piezoelektrische Wandler) [51].
- 1960 - Einsatz von Metallresonator-Filtern mit Biegeschwingern als Einseitenband- und ZF-Filter [52]

- 1970 - Biegeschwingerfilter für die Trägerfrequenztechnik (Frequenzmultiplexsysteme) [53].
- 1978 - Serienfertigung von Metallresonator-Filtern mit endlichen Dämpfungsstellen (Realisierung von mechanischen Überkopplungen [54].

5.5 Mechanische Frequenzselektion durch Quarzmaterialien

- 1880 - Entdeckung des piezoelektrischen Effekts durch CURIE.
- 1920 - Einsatz von natürlichen Quarzkristallen zur Frequenzstabilisierung von Oszillatorschaltungen (Quarzmaterial aus Brasilien und Madagaskar) [55].
- 1930 - Quarzfilter mit elektrisch verkoppelten Einzelquarzen (Brückenschaltungen, Abzweigschaltungen) [56].
- 1942 - Forschungsarbeiten über synthetische Quarze [57].
- 1962 - Monolithische Quarzfilter nach dem Energiefangprinzip (energy trapping) [58].
- 1964 - Großtechnische Produktion von synthetischen Quarzen [55].
- 1970 - Monolithische Quarzfilter für $f \leq 20$ MHz [59].
- 1976 - Monolithische Quarzfilter für den VHF-Bereich ($f \leq 150$ MHz) [60].

5.6 Mechanische Frequenzselektion durch keramische Filter

- 1960 - Einsatz von Keramiken (Bariumtitanat, Bleititanatzirkonat (PZT)) für mechanische Schwingen [59].
- 1961 - Zwei-, drei- und mehrpolige keramische Einzelschwingen [61].
- 1962 - Filtersätze aus keramischen Einzelschwingern, insbesondere für den Einsatz in Überlagerungsempfängern [62].
- 1962 - Monolithische Keramikfilter nach dem Energiefangprinzip [58].
- 1970 - Monolithische Keramikfilter für Frequenzen zwischen 4 MHz und 10 MHz (ZF-Selektion) [59].

1975 - Monolithische Keramikfilter für $f \leq 25$ MHz [63].

5.7 Oberflächenwellenfilter

1885 - RAYLEIGH: Untersuchungen über das Entstehen und die Ausbreitung von Wellen auf elastischen Oberflächen [64].

1965 - Anwendung der Interdigitalstruktur für Oberflächenwellenfilter [65,66].

1969 - Verzögerungsleitungen in OFW-Technologie [67].

1970 - Oberflächenwellenstrukturen zur Puls-Kompondierung und für Matched-Filter in Radarsystemen [68,69,70].

1970 - OFW-Filter für ZF-Filterschaltungen [71].

1975 - Oberflächenwellen-Resonatoren für monolithische OFW-Filter und Oszillatoren [72].

1978 - Europäische Serienfertigung von OFW-Filtern für ZF-Stufen in Fernsehempfängern [73].

5.8 Bemerkungen zur Geschichte der Hochfrequenz- und Mikrowellenfilter

1873 - J.C. MAXWELL: Arbeiten zur Feldtheorie elektromagnetischer Wellen [74].

1890 - E. LECHER: Studie über Resonanzeigenschaften von Leitungen [75].

1929 - Arbeiten über Hochfrequenz-Leitungsfilter [76].

1940 - Entwicklung von Hohlleitern und Hohlraumresonatoren für Filteranwendungen [77].

1944 - Verschiedene neue Techniken für Koaxialfilter [77,79].

1948 - C. KITTEL: Arbeiten zur ferromagnetischen Resonanz [82].

1950 - Arbeiten über Streifenleitungsfilter [78].

1955 - Entwicklung von Richtfiltern in verschiedenen Technologien [77,80].

- 1958 - Synthesemethoden für Streifenleitungsfilter [81].
- 1960 - Praktische Filter mit ferrimagnetischen Resonatoren (Ausnutzen der gyromagnetischen Resonanz) [83,84].
- 1962 - Entwurf und Aufbau von Interdigital- und Kammfiltern [85-87].
- 1962 - Filter mit dielektrischen Resonatoren [88].
- 1965 - Praktische Filter in Mikrostreifenleitungstechnik [77].
- 1970 - Koaxiale Bandpaßfilter hoher Güte [89].
- 1975 - Arbeiten über abstimmbare Hohlleiter-Richtungsfilter mit hoher Güte [90].

5.9 Zur Geschichte aktiver Filter mit konzentrierten und verteilten Bauelementen

Selbstverständlich repräsentieren die folgenden Angaben nur eine kleine Auswahl aus dem weitverzweigten Gebiet der aktiven RC-Filter mit konzentrierten und verteilten Bauelementen.

- 1948 - B. TELLEGEN: Einführung des Gytrators als Netzwerkelement [91].
- 1954 - J. LINVILL: Aktive RC-Filter mit einem Negativ-Impedanz-Konverter (NIC) [92].
- 1955 - R. SALLEN; E. KEY: Angabe einer speziellen Rückkopplungsstruktur (Mitkopplung zur Polerzeugung) [2.10/42].
- 1956 - A. THIELE: Arbeiten zum Entwurf RC-aktiver Filter [94].
- 1957 - T. YANAGISAWA: Eine weitere NIC-Struktur zur Synthese aktiver RC-Filter [93].
- ab $\approx$ Arbeiten zum praktischen Aufbau von Halbleiter-Gytratoren
- 1960 - zur Simulation von geerdeten und hochliegenden Induktivitäten, z.B. [95-98].
- 1960 - E. KUH: Synthese aktiver RC-Filter mit einer Verstärkerstruktur [99].
- 1965 - W. LOVERING: Synthese mit Operationsverstärkern [107].

- 1965 - R. PIERCEY: Verallgemeinerung der SALLEN/KEY-Struktur zur Synthese einer biquadratischen Übertragungsfunktion [100].
- 1965 - S. HAKIM: RC-aktive Synthese durch eine weitere Verstärkerstruktur [101].
- 1966 - W. HOLMES: RC-aktives Syntheseverfahren mit einem Gyrtor [102].
- 1966 - S. DUTTA ROY; B. SHENOI: Nullfilter mit verteilten RC-Elementen und Operationsverstärkern [103].
- 1967 - G. MOSCHYTZ: Arbeiten zu RC-Filtern mit verteilten Parametern [104,105].
- 1967 - S. MITRA: RC-aktive Synthesestruktur mit einem Differenzverstärker (oder zwei geerdeten Verstärkern) [106].
- 1968 - R. UNBEHAUEN; A. MAYER: Verfahren für die Synthese von Übertragungsfunktionen durch RC-Gyrtor-Kettenschaltungen [219,220].
- 1969 - D. AKERBERG; K. MOSSBERG: Syntheseverfahren für aktive RC-Filter mit Operationsverstärkern [108].
- 1970 - A. ANTONIOU: Allgemeiner Impedanz-Konverter mit zwei Operationsverstärkern [109].
- 1970 - J. STEIN: Arbeiten zu aktiven RC-Filtern mit verteilten Parametern [110].
- ab $\approx$ Arbeiten zur Polgüteanfachung, Komplementärtransformation und mehrfachverkoppelten RC-Filtern von N. FLIEGE, J. GENSEL, V. SEIDEL, H. TIMPEL u.a. [111-114].
- 1970 - E. GOOD; F. GIRLING: Synthese von Leapfrog-Schaltungen (aktive Kettenleiter) [115].
- 1974 - H. WUPPER: Synthese aktiver Filter durch Wellenanalogfilter [117].
- 1975 - R. BÖHME: Dokumentation zum Entwurf aktiver RC-Filter [116].
- 1975 - Arbeiten über Zustandsfilter [118].

- 1977 - J. KVASIL; B. PSENICKA: Syntheseverfahren für aktive Filter mit verteilten Parametern [119].
- 1977 - H. RENZ: Syntheseverfahren für aktive Filter mit RC-Leitungen in Dünnschichttechnik [120].
- 1977 - M. GUPTA: Modelle für verteilte RC-Null-Filter [121].
- 1977 - Arbeiten zur Technologie von RC-Filtern in Hybridtechnik [122].
- 1978 - K. TAN; P. GRAY: Monolithisch integriertes RC-Filter in einer Integratorform (8 kHz Tschebyscheff-Tiefpaß) [123].
- 1979 - K. SUZUKI; Y. KATSUTA: PCM-Tiefpaß als aktives RC-Filter in Dickschichttechnik [124].

5.10 Elektrothermische Netzwerke

- 1963 - R. MEADOWS; W. MATZEN: Vorschläge zum Auswerten elektrothermischer Wechselwirkungen in Silizium (Thermische Zeitkonstanten für Filterfunktionen) [125].
- 1964 - W. MATZEN; R. MEADOWS, J. MERRYMAN, S. EMMONS: Elektrothermische Netzwerke mit einem eindimensionalen Wärmeausbreitungsmodell und einem elektrischen Ersatzschaltbild mit verteilten RC-Elementen [126].
- 1964 - W. MATZEN; R. MEADOWS: Eindimensionales ETC-Modell mit Isolator zur Ableitung der Gleichleistungswärme [127].
- 1969 - P. GRAY: Lösungen zur partiellen Wärmeleitungsdifferentialgleichung einer allgemeinen ETC-Anordnung [128].
- 1969 - M. FRIEDMAN: Entwicklung eines 20 kHz-ETC-Bandpaßfilters mit einer Güte von 500 in einer Hybridform [129].
- 1975 - W. LOUW: Arbeiten zu Ein- und Zwei-Chip-Differenz-ETCs [130].
- 1977 - W. LOUW; D. HAMILTON; W. KERWIN: Praktische Realisierungen von Tief-, Hoch-, Bandpässen und Bandsperren in ETC-Technik [131].

Vorwort

In der zurückliegenden Zeit entwickelte sich die elektrische Filtertechnik zu einer vielfältigen und weitverzweigten Disziplin der Elektrotechnik. Viele Techniken zur Realisierung von Netzwerken mit bestimmten Selektionseigenschaften werden gegenwärtig durch die elektronische Großintegration geprägt. Die Forschungsergebnisse klassischer und neuer Technologien für elektrische Filter sind auf eine Vielzahl von Einzelpublikationen verstreut. Das erste Ziel dieser Arbeit ist deshalb, die Gesamtheit der gebräuchlichen Filtertechniken systematisch zu dokumentieren. In einem einführenden Abschnitt werden hierzu verschiedene Klassifizierungskriterien betrachtet. Im zweiten Kapitel folgt ein Überblick der gegenwärtig bekannten Filtertechnologien. Dieser Abschnitt enthält auch alle Forschungsergebnisse über monolithisch integrierbare Filter der eigenen Arbeiten am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg. Das zweite Ziel der Arbeit betrifft einen Vergleich der betrachteten Realisierungen. Der mit "Technologien im Vergleich" überschriebene dritte Abschnitt berichtet über die in den verschiedenen Techniken zum jetzigen Zeitpunkt erreichbaren Eigenschaften. Die wichtigsten Vergleichsaspekte werden schon in der Einführung vorgestellt. Ein viertes Kapitel enthält eine neue Netzwerkstruktur zur kanonischen Realisierung bestimmter für die Filtertechnik wichtiger Impedanzfunktionen. Insbesondere kann die Simulation von optimierten Induktivitäten und Superkondensatoren von dieser Schaltung durchgeführt werden. Diese Arbeiten sind durch das große Interesse an Netzwerken zum Ersatz der nicht integrierbaren Induktivität motiviert. Schließlich wird im letzten Abschnitt wohl die erste "Kleine Geschichte der elektrischen Filtertechnik" vorgelegt. Diese technikgeschichtliche Arbeit möchte den chronologischen Ablauf verdeutlichen und zeitliche Entwicklungsparallelen aufzeigen. Nicht zuletzt soll hiermit auch an die Pioniere der elektrischen Filtertechnik erinnert werden.

In den einzelnen Abschnitten wurden häufig grafische Darstellungen einer formalen Beschreibung bevorzugt. Hierbei sind eine Reihe neuer bisher unveröffentlichter Klassifizierungsschemen entstanden. Neben den Arbeiten an Switched-Capacitor-Filtern kann auch das Kapitel über elektrothermische Netzwerke besonders erwähnt werden. Außer den Beiträgen zur Lösungsklasse der Heizer/Sensor-Geometrien finden sich hier nach Kenntnis des Verfassers die erste Dokumentation zum Stand der Technik elektrothermischer Schaltungen und neue Vorschläge für Strukturen mit einem komplexen Polpaar. Relativ konstituierte Filtertechniken, beispielsweise die Klasse der Digitalfilter, werden in knapper Form übersichtsmäßig betrachtet. Im Hinblick auf didaktische Gesichtspunkte wurden 324 Zeichnungen und 36 Tabellen erstellt.

Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Unbehauen, auf dessen Anregung diese Untersuchungen zurückgehen, gilt mein besonderer Dank für die freundliche Förderung und Unterstützung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer danke ich für die Übernahme des Korreferats.

5.13 Schalter-Kondensator-Filter

- 1952 - H.F. HAARD und C.G. SVALA: Resonanztransferprinzip (H & S-Schalter) [165].
- 1956 - K.W. CATTERMOLE: Weiteres Verfahren für Resonanzumladeschalter [166].
- 1957 - W.D. LEWIS: Resonanzumladeschalter [167].
- 1963 - A. FETTWEIS: Theorie des Resonanztransfers [168].
- 1967 - M. SCHLICHT: Aktive Umladeschaltung (kein Resonanztransfer) [169].
- 1968 - W. KUNTZ: Analoge (Switched-Capacitor)-Realisierungen digitaler Filter [170].
- 1972 - D.L. FRIED: Theoretische Betrachtungen über Abtastanalogfilter nach dem SC-Prinzip [171].
- 1977 - COPELAND, CAVES, HOSTICKA, GRAY, BRODERSEN, ROSENBAUM, RAHIM: Rekursive SC-Filter in MOS-Technologie durch Ersetzen der ohmschen Widerstände in aktiven RC-Filtern [172].
- 1977 - YOUNG, HODGES, GRAY: Umsetzen digitaler Filter in SC-Filtern [173].
- 1978 - ALLSTOT, BRODERSEN, GRAY, JACOBS: SC-Filter durch Umsetzen von Leapfrog-Strukturen aktiver RC-Filter [174].
- 1978 - TEMES, ORCHARD, JAHANBEGLOO: Exakter SC-Filter-Entwurf durch bilineare z-Transformation und Umsetzen aktiver RC-Filter [175].
- 1979 - A. FETTWEIS: MOS-SC-Filter mit Spannungsumkehrschaltern (Umsetzung von LC-Abzweigschaltungen) [176].
- 1979 - M.A. COPELAND; J.M. RABAEY; B.J. HOSTICKA: Einsatz von dynamischen MOS-Operationsverstärkern für SC-Filter [177].
- 1979 - LATE: Exakter Entwurf von SC-Filtern durch Realisierungen der Elemente des diskreten SFG [178].

5.14 Geschichte der N-Pfad-Technik

- 1934 - MERTZ/GRAY: Nachweis, daß die Spektren periodisch abgetasteter Wechselspannungen symmetrisch um die Harmonischen der Abtastfrequenz gruppiert sind [179].
- 1953 - W.K. LINVILL: Hinweise zur Erzeugung von Bandpaß-Charakteristiken durch periodische Schaltvorgänge [180].
- 1953 - LE PAGE, CAHN, BROWN: Arbeiten über die Realisierung von Kammfiltern mit periodisch kommutierten Schaltern [181].
- 1960 - SANDBERG, FRANKS: Theorie der N-Pfad-Filter [182].
- 1966 - Praktische N-Pfad-Filter mit Modulatoren, realisiert in Hybridtechniken [183].
- 1968 - LANGER: N-Pfad-Filter mit konjugiert komplexem Polpaar in bauelementearmer Schaltung [184].
- 1971 - A. FETTWEIS: STOP-GO-N-Pfad-Filter-Theorie [185].
- 1974 - Arbeiten zur Integrierbarkeit von N-Pfad-Filtern (Pseudo-N-Pfad-Prinzip) [186].
- 1978 - Digital gesteuertes, abstimmbares N-Pfad-Filter [187].

5.15 Die Geschichte digitaler Filter

- 1958 - Erste Arbeiten über digitale Filter [188,189].
- 1959
- 1965 - Frühe Arbeiten zur Synthese diskreter Systeme und zum
- 1970 - Aufbau digitaler Filter [190-195].
- 1971 - Wellendigitalfilter nach FETTWEIS (Umsetzen von LC-Referenzfiltern in digitale Abzweigschaltungen [196].
- 1972 - Interpolationsformen des Signalflußgraphen transversaler digitaler Filter [197].
- 1975 - Arbeiten über transversale Filter und Realisierungsprobleme [195].

- 1975 - Weiteres Entwurfsverfahren für Wellendigitalfilter
- 1976 - CONSTANTINIDES, LAWSON, CHAO, CHI) [198].
- 1977 - Arbeiten über Störeinflüsse in Digitalfiltern (Grenzzyklen, Nichtlinearitäten, Stabilität) [201-203].
- 1978 - Monolithisch integrierte Digitalfilter (beispielsweise programmierbarer Tiefpaß mit 14 möglich Grenzfrequenzen [199].
- 1979 - Monolithisch integrierte Digitalfilter für den kHz-Bereich in "On Chip Version" (A/D- und D/A-Wandler mitintegriert [200].

Schlußwort

*"Wo die filtrierende Wirkung
der Historie fehlt, gelingt
es vielfach nicht mehr, vom
Drittrangigen das Bedeutende
zu sondern."*

Hans Magnus Enzensberger.
Einzelheiten I, S. 150.

- 5.16 Schrifttum zur Geschichte der elektrischen Filtertechnik
- [1] Warner, A.: Die Anfänge der Filtertechnik. NTZ, Bd. 28, 1975, H. 3, S. K84-K86.
 - [2] Heaviside, O.: Electromagnetic Theory, Bd. I., S. 445, London 1893.
 - [3] Pupin, M.J.: In: Transact. of the Amer. Inst. of Electr. Eng., Bd. 17, 1901, S. 445.
 - [4] Breisig, F.: In: ETZ 1909, S. 462.
 - [5] Wagner, K.W.: Untersuchungen über die Frequenz der Fernsprechströme. Physikal. Zeitschr. 1910, S. 1122.
 - [6] Wagner, K.W.: Spulenleitung zur Reinigung einer Wechselstromkurve von ihren Oberschwingungen. Arch. f. Elektrotech., Bd. 3, 1914, S. 74.
 - [7] Wagner, K.W.: Die Theorie des Kettenleiters. Arch. f. Elektrotech., 3, 1915, S. 315-332.
 - [8] Campbell, G.A.: Amerikan. Patentschrift Nr. 1 227 113 vom 15. Juli 1915.
 - [9] Campbell, G.A.: Physical theory of electric wave filter. Bell Syst. Tech. J. 1, 1922, S. 1-32.
 - [10] Bell Telephone: Patent Nr. 464 768 von 1920.
 - [11] DRP-Nr. 361 364 von 1921.
 - [12] DRP-Nr. 387 083, angemeldet 26.8.1921, ausgegeben 20.12.1923, H. Salinger/Siemens & Halske.
 - [13] DRP-Nr. 387 381 von 1921, Ansprüche 2 bis 5.
 - [14] DRP-Nr. 454 306, angemeldet 30.4.1922, ausgegeben 2.1.1927.
 - [15] Feldtkeller, R.: Einführung in die Siebschaltungstheorie. Hirzel Verlag, Stuttgart 1963, (5. Auflage).
 - [16] Patent-Nr. 420 582 von 1923.
 - [17] DRP-Nr. 445 245 von 1924.
 - [18] [2.1/4]
 - [19] Cauer, W.: Die Verwirklichung von Wechselstromwiderständen vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit. Arch. f. Elektrotech., 17, 1926, S. 355-388.
 - [20] Cauer, W.: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademik-Verlag, 2. Auflage, Berlin 1954.
 - [21] Brune, O.: Synthesis of a finite two-terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of fre-

- quence. J. Math. Phys. 10, 1931, S. 191-236.
- [22] Norton, E.L.: Constant resistance networks with application to filter groups. Bell Syst. Techn. J., Bd. 16, 1937, S. 178-183.
- [23] Piloty, H.: Beiträge zur Berechnung von Wellenfiltern. ETN, Bd. 15, 1938, S. 37-64.
- [24] Feldtkeller, R.: Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. Hirzel Verlag, 1. Auflage, Stuttgart 1938.
- [25] Darlington, S.: Synthesis of reactance-four-poles which produce prescribed insertion loss characteristics. J. Math. Phys., Bd. 30, 1939, S. 257-353.
- [26] Cauer, W.: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademik-Verlag, 1. Auflage, Berlin 1940.
- [27] Piloty, H.: Über die Realisierbarkeit der Kettenmatrix von Reaktanzvierpolen. Telegr.-, Fernspr.-, Funk- und Fernseh-techn., Bd. 30, 1941, S. 217-223.
- [28] Bader, W.: Kopplungsfreie Kettenschaltungen. Telegr.-Fernspr.-Techn., Bd. 31, 1942, S. 177-189.
- [29] Bader, W.: Polynom-Vierpole vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit. Arch. f. Elektrotech., Bd. 34, 1940, S. 181-209.
- [30] Bode, H.W.: Network analysis and feedback amplifier design. V. Nostrand, New York 1945.
- [31] Bosse, G.: Siebketten ohne Dämpfungsschwankungen im Durchlaßbereich (Potenzketten). Frequenz, Bd. 5, 1951, S. 279-284.
- [32] Feldtkeller, R.: Einführung in die Theorie der Hochfrequenzbandfilter. Hirzel Verlag, 1. Auflage, Stuttgart 1953.
- [33] Laurent, T.: Vierpoltheorie und Frequenztransformationen. Springer Verlag, Berlin 1956.
- [34] Glowatzki, E.: Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter. Telefunken-Zeitg., Bd. 28, 1955, S. 15-22 und Bd. 34, 1961, S. 180-185.
- [35] Saal, R.: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe. AEG-Telefunken, Berlin 1961.
- [36] Pfitzenmaier, G.: Tabellenbuch Tiefpässe. Siemens AG, Berlin 1971.

- [37] Dolezalek, F.; Ebeling, A.: Untersuchungen über telephonische Fernleitungen Pupin'schen Systems. ETZ 1902, H. 49, S. 1059-1063.
- [38] Hörning, F.: Die Entwicklung der Pupinspulen. ETZ 1924, H. 10, S. 180-183.
- [39] Nottebrock, H.: Bauelemente der Nachrichtentechnik, Kondensatoren. Fachverlag Schiele & Schön, 1949.
- [40] Wiegand, O.: Passive Bauelemente 1881-1974. Siemens AG, 1975.
- [41] Werner-von-Siemens-Institut: Jahresbericht Werksabteilung Bauelemente Heidenheim 1947/48. Archiv-Akte SAA 15/Le 700.
- [42] Werner-von-Siemens-Institut: Jahresberichte WWR 1950/51 und 1951/52. Archiv-Akte SAA 15/Lc 821.
- [43] Kornetzki, M.: Perminvarferrite. ETZ-A 1959, H. 17, S. 605-609.
- [44] Kornetzki, M.; Moser, E.; Röss, E.: Mangan-Zink-Ferrite mit verschiedenartigen Magnetisierungsschleifen. Zeitschr. für angewandte Physik, 1961, H. 1, S. 31-36.
- [45] Röss, E.; Werner, S.: Si-Ferrit-N 32 - ein neuer weichmagnetischer Werkstoff für einen weiten Temperaturbereich. Siemens-Bauteile Information 1971, H. 2, S. 41-42.
- [46] Bauer, H.; Meindl, G.: Eine abgleichbare Miniaturspule mit SIFERRIT-Kern. Siemens-Bauteile Information, 1972, H. 2, S. 32-33.
- [47] Valvo Handbuch Ferroxcube 1978. Valvo GmbH, Hamburg 1978.
- [48] Assmann, E.: Die chemische Kontaktierung bei SIMI-Block-Baugruppen. Siemens-Bauteile Information, 1965, H. 12, S. 8-10.
- [49] Maissel; Glang: Handbook of Thin Film Technology. Mc Graw Hill 1970.
- [50] Schneider, R.: Dickschicht-Baugruppen. Siemens-Bauteile Information, 1970, H. 2, S. 70-72.
- [51] Sheahan, D.F.; Johnson, R.A.: Modern Crystal & Mechanical Filters. IEEE-Press, New York 1977.
- [52] Adler, R.: Compact Electromechanical Filter. Electronics, Vol. 20, 1947, S. 100-105.

- [53] [2.3/38], [2.3/14].
- [54] [2.3/36].
- [55] Rabbetts, R.W.: Künstliche Quarzkristalle. Elektr. Nachrichtenwesen, Bd. 42, Nr. 1, 1967.
- [56] Herzog, W.: Siebschaltungen mit Schwingkristallen. Dietrich, Wiesbaden 1949.
- [57] Wooster, N.; Wooster, W.A.: Preparation of Synthetic Quartz. Nature 157, 1945, S. 297.
- [58] Shockley, W.: Energy trapping and related studies of multiple electrode filter crystals. Proc. 17th Annu. Freq. Control Symp., May 1963.
- [59] Schüßler, H.: Einkreisige keramische Filterelemente. AEÜ, Bd. 17, 1963, H. 5, S. 223-229.
- [60] Kohlbacher, G.: Monolithische Quarzfilter für den VHF-Bereich. Wiss. Ber. AEG-Telefunken, Bd. 49, 1976, H. 6, S. 248-253.
- [61] [2.4/17].
- [62] [2.4/8].
- [63] [2.4/10].
- [64] [2.6/1].
- [65] Smith, W.R.; et al.: Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model. IEEE Trans. MTT-17, 1969, S. 856.
- [66] [2.6/3].
- [67] Smith, W.R., et al.: Design of surface wave delay lines with interdigital transducers. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 17, 1969, S. 865-873.
- [68] [2.6/11].
- [69] Williamson, R.C.; Smith, H.I.: The use of surface-elastic-wave reflection gratings in large time-bandwidth pulse compression filters. IEEE Trans. MTT-21, 1973, S. 195.
- [70] Schmitt, P.: Impulskompression mit akustischen Oberflächenwellen. Nachrichtentechnik-Elektronik, 1979, H. 7, S. 217-223.
- [71] Terstegge, H.: Bauelemente mit akustischen Oberflächenwellen. Funktechnik, 1970, H. 15, S. 551-554.

- [72] [2.6/23].
- [73] [2.6/14].
- [74] Maxwell, J.C.: Treatise on Electricity and Magnetism. London 1873.
- [75] Lecher, E.: Eine Studie über elektrische Resonanzerscheinungen. Ann. Phys. 41, 1890, S. 850-870.
- [76] Shea, T.E.: Transmission Networks and Wave Filters. Van Nostrand, New York 1929.
- [77] Matthaei, G.L.; Young, L.; Jones, E.: Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. McGraw-Hill, New York 1964.
- [78] Cohn, S.B.: Problems in Strip Transmission Lines. IRE Trans., PGMTT-3, 1955, S. 119-126.
- [79] Whinnery, J.R.; Jamieson, H.W.; Robbins, T.E.: Coaxial-Line Discontinuitis. Proc. IRE, 32, 1944, H. 11, S. 695-709.
- [80] Jones, E.; Bolljahn, J.T.: Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers. IRE Trans. Microwave Theory and Techn. April 1956.
- [81] Ozaki, H.; Ishii, J.: Synthesis of a Class of Strip-Line Filters. IRE Transact. Circ. Theory, June 1958.
- [82] Kittel, C.: On the theory of ferromagnetic resonance absorption. Phys. Rev. 73, 1948, S. 155-161.
- [83] Patel, C.N.: Magnetically Tunable Nonreciprocal Band-Pass Filters Using Ferrimagnetic Resonators. IRE Trans. PGMTT, Bd. 10, 1962, S. 152-161.
- [84] Lax, B.; Button, K.J.: Microwave Ferrits and Ferrimagnetics. McGraw-Hill, New York 1961.
- [85] Matthaei, G.L.: Interdigital Bandpass Filters. Trans. MTT, Nov. 1962.
- [86] Matthaei, G.L.: Comb-Line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth. The Microwave Journal, August 1963.
- [87] Salzmann, G.: Entwurf von Bandpaßschaltungen aus Leitungsfilttern mit interdigitaler oder kammartiger Struktur. Hochfrequenz und Elektroakustik, Band 75, 1966.
- [88] Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. 1. Springer Verlag, Berlin 1973.

- [89] Davis, W.A.; Khan, P.J.: Coaxial Bandpass Filter Design. IEEE MTT, Bd. 19, 1971, S. 373-380.
- [90] Moore, B.; Cogdell, J.: A Millimeter-Wave Directional Filter Cavity. IEEE MTT, Bd. 24, 1976, S. 843-847.
- [91] Tellegen, B.D.H.: The gyrator, a new electric network element. Philips Res. Rept., Bd. 3, 1948, S. 81-101.
- [92] [2.8/43].
- [93] [2.8/44].
- [94] Thiele, A.N.: The Design of Filters Using only RC sections and Gain Stages. Electronic Eng., Jan. 1956, S. 31-36; Febr. 1956, S. 80-83.
- [95] Ghausi, M.S.; McCarthy, F.D.: A Realisation of Transistor Gyrators. Solid State Technology, Oct. 1964, S. 13-17.
- [96] Shenoi, B.A.: Practical Realisation of a Gyrator Circuit and RC-Gyrator-Filters. IRE Trans. Circ. Theory, Vol. CT-12, 1965, H. 3.
- [97] [4/6].
- [98] Miller, J.A.; Newcomb, R.U.: An annotated bibliography on gyrators in network theory: circuits and uses. Techn. Rep. Nr. R-72-01, Electric-Engng. Rept. Univ. Maryl., 1972.
- [99] [2.8/45].
- [100] Piercey, R.: Synthesis of Active RC Filter Networks. A.T.E.J., Bd. 21, 1965, S. 61-75.
- [101] [2.8/46].
- [102] [2.8/47].
- [103] [2.9/1].
- [104] [2.9/2].
- [105] [2.9/3].
- [106] [2.8/48].
- [107] [2.8/39].
- [108] [2.8/40].
- [109] [4/5].
- [110] [2.9/4].
- [111] [2.8/49].
- [112] [2.8/50].
- [113] [2.8/51].

- [114] [2.8/52].
- [115] [2.8/53].
- [116] [2.8/54].
- [117] [2.8/17].
- [118] Gensel, J.: Stabilität und Frequenzgrenze von RC-aktiven Zustandsfiltern. Nachrichtentechnik-Elektronik- Bd. 25, 1975, H. 9, S. 334-336.
- [119] [2.9/6].
- [120] [2.9/7].
- [121] [2.9/8].
- [122] Lüder, E.: Bau hybrider Mikroschaltungen. Springer-Verlag, Berlin 1972.
- [123] [2.9/9].
- [124] [2.9/10].
- [125] [2.10/3].
- [126] [2.10/4].
- [127] [2.10/5].
- [128] [2.10/1].
- [129] [2.10/10].
- [130] [2.10/14].
- [131] [2.10/13].
- [132] [2.11/6].
- [133] [2.11/1].
- [134] [2.11/8].
- [135] [2.11/9].
- [136] [2.11/11].
- [137] [2.11/16].
- [138] [2.11/17].
- [139] [2.11/10].
- [140] [2.11/7].
- [141] [2.11/13].
- [142] [2.11/21].
- [143] [2.11/18].
- [144] [2.11/19].
- [145] Wallmark, J.T.; Carlstedt: Field effect transistors in integrated circuits. The Macmillan Press Ltd, New York 1974.

- [146] Höflinger, B.: Großintegration. Oldenburg Verlag München 1978.
- [147] [2.12/2].
- [148] [2.12/3].
- [149] [2.12/4].
- [150] [2.12/7].
- [151] Kahng, D.: Charge Coupled Devices, US-Patent Nr. 3,700,932; 1972.
- [152] [2.12/19].
- [153] Sangster, F.L.J.: The Bucket Brigade Delay Line, A Shift Register for Analogue Signals. Philips Tech. Review, Bd. 31, 1970, S. 97-110.
- [154] Collins, D.R.; et al.: Charge Coupled Device Analogue Matched Filters. Electronics Letters, Bd. 8, 1972, S. 328-329.
- [155] [2.12/47].
- [156] Whitthouse, H.J.; Speiser, J.M.; Means, R.W.: High Speed Serial Access Linear Transform Implementations. All Applic. Digital Comp. Symp., Orlands, Florida, NUC TN 1026.
- [157] [2.12/25].
- [158] Brodersen, R.W.; Buss, D.R.; Tasch, A.F.: Experimental Characterization of Transfer Efficiency in Charge Coupled Devices. IEEE Trans. Electron. Dev., Vol. ED-22, 1975, S. 40-46.
- [159] [2.12/15].
- [160] [2.12/36].
- [161] [2.12/22].
- [162] [2.12/30].
- [163] [2.12/44].
- [164] [2.12/46].
- [165] [2.13/1].
- [166] [2.13/3].
- [167] Lewis, W.D.: US-Patent Nr. 2,936.337 vom 9.1.1957.
- [168] [2.13/4].
- [169] [2.13/6].
- [170] [2.13/29].

- [171] Fried, D.L.: Analog sample-data filters. IEEE Journ. Solid State Circ., Vol. SC-7, 1972, S. 302-304.
- [172] [2.13/17 + 18].
- [173] [2.13/16].
- [174] [2.13/13 + 14].
- [175] [2.13/12].
- [176] [2.13/7].
- [177] [2.13/9 + 11].
- [178] [2.13/15].
- [179] Langer, E.: Spulenlose Hochfrequenzfilter. Siemens-Verlag, München 1969.
- [180] Linvill, W.K.: The Use of Sampled Functions for Time-Domain Synthesis. Proc. Nat. Electr. Conf., Vol. 9, Chicago 1953.
- [181] Le Page, W.R.; Cahn, C.R.; Brown, J.S.: Analysis of a Comb-Filter Using Synchronously Commutated Capacitors. A.I.E.E. Trans. Pat. 1/72, 1953.
- [182] Franks, L.E.; Sandberg, I.W.: An Alternative Approach to the Realisation of Network Transfer Functions: The N-Path-Filter. BSTJ, Sept. 1960, S. 1321-1350.
- [183] [2.14/7].
- [184] [2.14/6].
- [185] [2.14/18].
- [186] [2.14/16].
- [187] [2.14/21].
- [188] Blum, M.: On Exponential Digital Filters. J. Assoc. Comput. Mach. , Vol. 6, 1959, H. 2, S. 283-304.
- [189] Brogan, J.: Filters for Sampled Signals. Proc. Symp. Netwirks, Brooklyn Polytechnic Inst., 1959, S. 71-83.
- [190] Kaiser, J.F.; KUO: System analysis by digital computers. John Wiley & Sons, New York 1966, (insbesondere Kap. 7 "Digital Filters").
- [191] Rader, C.M.; Gold, B.: Digital filter design techniques in the frequency domain. Proc. IEEE, Bd. 55, 1967, S. 149-171.
- [192] Nowak, D.J.; Schmidt, P.E.: Indroduction to digital filters. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, EMC-10, 1968, S. 210-220.

- [193] Jackson, L.B.; Kaiser, J.F.; McDonald, M.S.: An approach to the implementation of digital filters. IEEE, AU-16, 1968, S. 413-421.
- [194] Unbehauen, R.: Zur Synthese digitaler Filter. AEÜ, Bd. 24, 1970, S. 305-312.
- [195] Schüßler, W.: Eigenschaften und Entwurf digitaler Filter. NTZ, Bd. 24, 1971, S. 289-298.
- [196] [2.15/18]
- [197] [2.15/21]
- [198] [2.15/32]
- [199] Schmidt, L.A.: Designing Programmable Digital Filters for LSI Implementation. Hewlett Packard Journ., Sept. 1978, S. 15-23.
- [200] Intel, Corp.: PCM Line Filters 2912.
- [201] Kolb, H.J.: Mikrosignalprozessor für digitale Filter. Vortrag ET-Kolloquium, Universität Darmstadt, Juni 1979.
- [202] [2.15/3]
- [203] [2.15/4]
- [204] Guillemin, E.A.: Communication networks, Bd.I,II. New York 1931 und 1935.
- [205] Cocci, G.: Rappresentazione di bipoli qualsiasi con quadripoli di pure reattanze chiusi su resistenze. Alta Frequenza 9, 1940, S. 685-698.
- [206] Cocci, G.: Funzioni di trasmissione di quadripoli di pure reattanze inseriti tra due resistenze. Alta Frequenza 7, 1938, S. 804-843.
- [207] Rumpelt, E.: Schablonenverfahren für den Entwurf elektrischer Wellenfilter auf der Grundlage der Wellenparameter. TFT, 31, 1942, S. 103ff.
- [208] Watanabe, Y.: Betriebsdiagramme für symmetrische Kettenleiter. ENT 7, 1930, S. 153ff.
- [209] Guillemin, E.A.: Synthesis of Passive Networks. John Wiley, New York 1957.
- [210] Bott, R.; Duffin, R.J.: Impedance Synthesis Without Use of Transformers. J. Appl. Phys. 20, 1949, S. 816.
- [211] Fialkow, A.; Gerst, I.: The Transfer Function of an RC Ladder Network. J. Math. Phys. 30, 1951, S. 49-72.

- [212] Ulbrich, E.; Piloty, H.: Über den Entwurf von Allpässen und Bandpässen mit einer im Tschebyscheffschen Sinn approximierten konstanten Gruppenlaufzeit. AEÜ, Bd. 14, 1960, S. 451-457.
- [213] Saal, R.; Ulbrich, E.: On the Design of Filters by Synthesis. IRE Trans. C.T., Bd. 5, 1958, S. 284-327.
- [214] Unbehauen, R.: Neuartige Verwirklichung von Zweipolfunktionen durch kanonische oder durch kopplungsfreie Schaltungen. Dissertation, Technische Hochschule Stuttgart 1957.
- [215] Belevitch, V.: Elementary applications of the scattering formalism in network design. Trans. Inst. Radio Eng. CT-3, 1956, S. 97-104.
- [216] Unbehauen, R.: Low-Pass Filters with Predetermined Phase or Delay and Chebyshev Stopband Attenuation. IEEE Trans. on Circ. Theory, Vol. CT-15, 1968, S. 337-341.
- [217] Feistel, K.H.; Unbehauen, R.: Tiefpässe mit Tschebyscheff-Charakter der Betriebsdämpfung im Sperrbereich und maximal gegebener Laufzeit. Frequenz, Bd. 19, 1965, S. 265-282.
- [218] Abele, T.A.: Übertragungsfaktoren mit Tschebyscheffscher Approximation konstanter Gruppenlaufzeit. AEÜ, Bd. 16, 1962, S. 9-18.
- [219] Unbehauen, R.; Mayer, A.: Über die Synthese von Übertragungsfunktionen in Form von RC-Gyrator-Kettenschaltungen. AEÜ, Bd. 22, 1968, S. 61-65.
- [220] Unbehauen, R.; Mayer, A.: Zur Synthese von RC-Gyrator-Vierpolen. Frequenz, Bd. 22, 1968, H. 7, S. 211-214.

Anhang A1

Herleitung der Differenzengleichung Gl. (2.13-11) auf Seite 215 im Abschn. 2.13.3:

Befindet sich der Schalter S in der Stellung 1 (Bild 2.13-15, siehe unten) besitzt die Kapazität C_1 die Ladung

$$Q_1(k-1) = C_1 \cdot U_e(k-1) \quad , \quad (A1-1)$$

C_2 trage die Ladung

$$Q_2(k-1) = C_2 \cdot U_a(k-1) \quad . \quad (A1-2)$$

Wechselt der Schalter S in die Position 2, fließt der Entladestrom von C_1 auf Grund des verschwindenden Eingangsstroms des Operationsverstärkers über die Kapazität C_2 . C_2 besitzt nach dem Schalterwechsel 2+1 die neue Ladung ($t = kT_c$)

$$Q_2(k) = C_2 \cdot U_a(k) \quad . \quad (A1-3)$$

Die Ladungsbilanz lautet hiermit

$$Q_2(k) = Q_2(k-1) - Q_1(k-1) \quad . \quad (A1-4)$$

Mit den Gln. (A1-1,2,3) resultiert

$$C_2 U_a(k) = C_2 U_a(k-1) - C_1 U_e(k-1) \quad . \quad (A1-5)$$

Schließlich entsteht nach der Division mit C_2 die Differenzengleichung Gl. (2.13-11)

$$U_a(k) = U_a(k-1) - \frac{C_1}{C_2} \cdot U_e(k-1) \quad . \quad (A1-6)$$

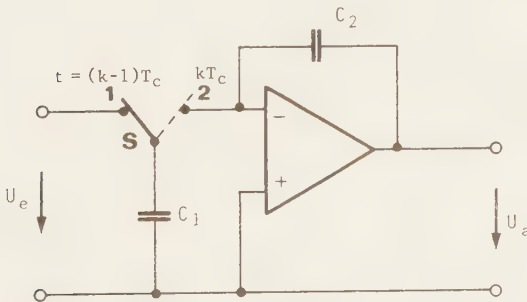


Bild A1-1. (2-13-15): SC-Integrator durch R-Ersetzung

Publikationen

- [A1] Rienecker, W., Triftshäuser, G.: Ein Vektorgenerator für interaktive Grafik. ELEKTRONIK 1978, H.6, S. 95-97.
- [A2] Rienecker, W.: Ein interaktives Grafiksystem zur Netzwerkanalyse und -synthese. ELEKTRONIK 1979, H.9, S. 45-52.
- [A3] Rienecker, W.: CTD-Technologien und Anwendungen ELEKTRONIK 1979, Teil 1: H.12, S. 39-47; Teil 2: H. 13, S. 74-81.
- [A4] Rienecker, W.: Monolithisch integrierbare Filter in CTD-Technologie. ELEKTRONIK 1980, Teil 1: H. 1, S. 41-46; Teil 2: H. 2, S. 61-68.
- [A5] Rienecker, W.: Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik. Funkschau 1980, H.3, S. 55-58 (Teil 1) und H. 4, S. 63-65 (Teil 2).
- [A6] Uni-Kurier, Zeitschrift der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg. Funkschau Literaturpreis für FAU-Wissenschaftler. Nr. 26/27, 5.Jahrgang, Dezember 1979, S. 91.
- [A7] Rienecker, W.: Monolithisch integrierbare Filter mit geschalteten Kapazitäten. ELEKTRONIK 1980, erscheint Frühjahr 1980.

Lebenslauf

- 17.07.1952 : Geboren in Martinsheim/Kreis Kitzingen als zweites Kind von Ernst Rienecker und seiner Ehefrau Lotte, geb. Kollmansberger.
- 1958-1966 : Besuch der Hauptschule in Martinsheim.
- 1968-1970 : Elektronik-Berufsausbildung in einem Handwerksbetrieb in Marktbreit/Main. Parallel dazu Besuch der Berufsbildenden Schule in Würzburg.
- 1970-1971 : Zwei Vorsemester am damaligen Balthasar-Neumann-Polytechnikum (Ingenieurakademie).
- 1971-1972 : Besuch der 12. Klasse der Fachoberschule Würzburg.
- 1972-1973 : Zwei Semester Studium der Elektrotechnik an der Fachhochschule Würzburg-Schweinfurt. Abschluß mit der Ingenieurvorprüfung.
- 1973-1977 : Vom WS 73/74 bis SS 77 Studium der Elektrotechnik an der Universität Erlangen-Nürnberg. Abschluß mit der Diplomprüfung im Juli 1977.
- ab 1978 : V.d.D. wiss. Assistenten am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik der Universität Erlangen-Nürnberg.
- 1979 : Die Arbeit "Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik" [A5] erhält den mit DM 1.500,- dotierten FUNKSCHAU-Literaturpreis 1979. Die Verleihung erfolgte auf der 35. Internationalen Funkausstellung in Berlin am 25.08.79.
- 1980 : Akademischer Rat a.Z. am Lehrstuhl für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik.

